

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO DE NUEVAS ANTENAS ULTRA WIDE BAND CON FILTROS NOTCH INTEGRADOS

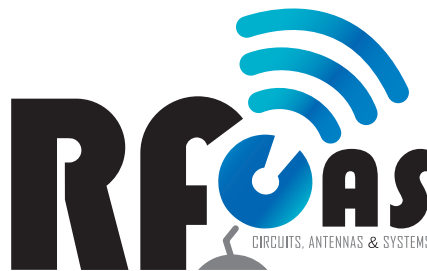
Ingeniería de Telecomunicación

Daniel Brande Hernández

Diciembre 2012

DISEÑO DE NUEVAS ANTENAS ULTRA WIDE BAND CON FILTROS NOTCH INTEGRADOS

AUTOR: Daniel Brande Hernández
TUTOR: Bazil Taha Ahmed



Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)
Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
Universidad Autónoma de Madrid
Diciembre 2012

Resumen

Resumen

En este Proyecto Fin de Carrera se han diseñado, construido y medido una serie de elementos UWB con diferentes características, así como un array lineal de cuatro elementos.

Todas estas antenas están destinadas a funcionar en el sistema de comunicaciones inalámbricas Ultra Wideband, por lo que deben trabajar en la banda comprendida entre 3.1 GHz y 10.6 GHz. El hecho de que las antenas cubran una banda tan extensa, puede provocar interferencias con sistemas adyacentes. Es por ello que se han integrado estructuras de filtrado incorporadas a la propia antena, lo que facilita que sean lo más compactas posibles.

En primer lugar se han diseñado los elementos UWB. Para cada uno de ellos se especifican los requisitos y los objetivos, así como el material y el espesor de sustrato utilizado, además del tipo de alimentación (microstrip o CPW).

Posteriormente, se diseñó un array UWB de cuatro elementos con líneas microstrip. Para ello se realizó el diseño del elemento unitario y un estudio del acoplamiento entre los elementos y la reflexión global para dos y cuatro elementos.

Una vez diseñadas las antenas, se procedió a la fabricación de los prototipos en el Laboratorio de Circuitos Impresos de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Finalmente, se realizaron las medidas en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM y se procedió a comparar su comportamiento con los resultados obtenidos en las simulaciones.

Palabras Clave

UWB, antena, array, microstrip, CPW, impedancia, parámetros S, adaptación, diagrama de radiación, ancho de banda, ganancia, parche, monopolo, filtro notch, constante dieléctrica, sustrato, tangente de pérdidas, rechazo, acoplo, conector SMA.

Abstract

In this project several UWB elements with different features and a 4-element linear array have been designed, manufactured and measured.

All these antennas are designed for UWB applications, so they must cover the band from 3.1 GHz to 10.6 GHz. As the antennas are supposed to cover a very wide band, this may cause interferences to adjacent systems. Due to this, filtering structures have been integrated in the antenna, which enables the development of antennas' designs as compact as possible.

In first place, UWB elements have been designed. For each one of them, different requirements and objectives are specified, as well as the material used, the substrate's thickness and feeding of the antenna.

Afterwards a 4-element microstrip UWB array has been designed. This was achieved by designing the unitary element and making a study of the coupling effects among elements, and the overall reflection for two and four elements.

Once the antennas had been designed, prototypes were manufactured in the laboratory of printed circuits at EPS (UAM). Finally, measurements in the anechoic chamber at EPS (UAM) were made and compared with the simulation results.

Key words

UWB, antenna, array, microstrip, CPW, impedance, S-parameters, matching, radiation pattern, bandwidth, gain, patch, monopole, notch filter, dielectric constant, substrate, loss tangent, rejection, coupling, SMA connector.

Agradecimientos

La verdad es que resulta difícil comenzar a escribir este apartado de la memoria. Y es que la entrega de este proyecto supone un punto y final a una etapa importante en mi vida: la etapa universitaria. En esta etapa uno no sólo aprende contenidos de las materias, sino que también aprende a conocerse, hace grandes amistades y, en definitiva, vive. Y es que esta etapa te cambia. Y si te cambia es gracias a todas las personas que has conocido a lo largo de ella y lo que han podido aportarte.

En primer lugar, me gustaría dar las gracias a mi tutor, **Bazil Taha**. Gracias por haber estado ahí durante todos estos meses y por los buenos momentos pasados en esas mañanas de simulaciones en el laboratorio. Gracias por estar siempre disponible a echarme una mano, por preocuparte por mí y por todo lo que me has enseñado. Espero que cuando escuches el *Baile del Hula Hula* de la película *El Rey León* te acuerdes de ese alumno que en más de una ocasión te provocó una subida de la tensión arterial.

Quisiera también dar las gracias a **José Luis Masa**, que ha sido como un tutor para mí. Gracias por animarme a formar parte del RFCAS, por motivarme, por transmitirme tu entusiasmo por este mundillo y por estar siempre disponible a echar una mano con una simple llamada al número de la esperanza (6202). Gracias por todo lo que me has enseñado, pero en especial, gracias por inculcar en nosotros la actitud para hacer las cosas lo mejor posible. Gracias también por esa formación humana y ese buen rollo que transmites al llegar al laboratorio.

Gracias al resto de los profesores del grupo RFCAS. A **Jorge**, por nuestras conversaciones varias sobre carreritas y por sus grandes clases de Teoría de la Comunicación y a **Juan Córcoles** por los momentos de risas varias vividos con él en estos últimos meses.

Agradecer a **Jordi Accensi** y a *Wavecontrol* la posibilidad que se nos ha brindado para probar el funcionamiento del sistema RFXpert durante una semana en las instalaciones del Grupo RFCAS para la medida de antenas de este PFC.

Agradecer también a mis compañeros de laboratorio los buenos momentos vividos en el C-107. Gracias a **Pablo Sánchez** por enseñarme a que se puede construir un circuito impreso y al mismo tiempo echarse *risas a cholón*. Gracias a **David** por sus consejos, sus anécdotas y por estar siempre dispuesto a echar una mano. Gracias también a las nuevas generaciones: **Gálvez, Montaner, Juan Pablo, Sandra, Nacho y Nerea**, por los buenos momentos compartidos.

Aprovecho para desear suerte a esas futuras generaciones: **Jesús Vázquez y Luis Rubio**, con los que también he compartido buenos momentos en este último año.

Como no podía ser de otra forma, agradecer a mis compañeros de carrera el que hayan hecho posible las experiencias vividas a lo largo de estos últimos seis años. Es complicado nombrar a todo el mundo y no dejarse a alguien cuando son las dos de la madrugada, así que, gracias a todos, de verdad. Gracias a **Marta** por las risas que nos hemos echado juntos; a **Suja** por esas risas imitando a profesores; a **Almu** por ser tan genial; a **Carol** por sus piropos que te alegran el día; a **Tami** por ser tan buena persona y por hacer tan especial para mí la palabra *pantógrafo*; a **Bruno** por ser tan atento; a **Javi** por esos largos paseos juntos; a **Eslava y Gustavito** por esos momentos *runner* compartidos; a **Fer** por ser tan buena persona; a **Garri** por soltar un

cohete en Física I; a **María Mérida** dedicarnos esa bonita sonrisa siempre; a **Dani Blanco** por esos ratos de risas y a todos aquellos con los que compartí buenos momentos en Túnez y en la Riviera Maya.

No puedo aquí no mencionar a tres personas que son muy especiales para mí:

Pabs: gracias por las risas y los buenos momentos vividos, tanto fuera como dentro de la escuela. Gracias por ser un apoyo importante durante estos años.

Sergio: gracias por ser como eres, por preocuparte tanto por mí durante estos años y por haber despertado mi interés por el deporte. Sabes que te tengo un cariño especial.

Pascu: gracias por tu apoyo incondicional y por los buenos momentos vividos. Sin ti este año no habría sido igual. Eres una gran persona y sabes lo que confío en ti.

Gracias también a la *Oficina de Acción Solidaria y Cooperación*, y en especial a mis compañeros de voluntariado, por los momentos inolvidables vividos en el hospital.

No puedo olvidarme aquí de los *compis de atletismo*, con los que he compartido grandes emociones. Gracias a **Héctor** y a **Miguel** por ser grandes atletas, pero mejores personas y por transmitirme ese entusiasmo con el que vivís esto. Gracias también a **Irene**, por tener siempre la mejor de sus sonrisas para todo el mundo; a **Mar**, porque me he vuelto adicto a sus abrazos y a **Cristina Rozalén** por cuidarme tanto y por compartir conmigo una experiencia tan bonita como es el preparar el *Rock 'n' Roll Madrid Maratón*.

Mención especial para mi familia, que me han convertido en una persona muy feliz durante todos estos años. Gracias a mis **padres** y a mi **hermana** por todo el cariño, el apoyo y la confianza que han tenido en mí. Gracias por quererme tal y como soy, por todos los valores que me habéis transmitido, por todo lo que habéis hecho por nosotros y por lo que habéis trabajado y trabajáis para que el terminar esta carrera haya sido una realidad. Gracias a mis **tíos** y **primos** y en especial a **mis abuelos**. Gracias por haberme cuidado tanto, por ser mis segundos padres y **yaya**: gracias por ser como eres, por ser tan buena persona y por preocuparte tanto por todos. Para mí eres un modelo a seguir.

Gracias a mis amigos **Goyo** y **Javi** por estar ahí en todo momento y por los buenos ratos que hemos pasado juntos. **Rebe**, gracias por tu sentido del humor y ser la chica que siempre sonrío. **Elisa** y **Silvia**, gracias por estar ahí para escucharme. **Roberto**, gracias por tener siempre una sonrisa para darme ánimos y por estar ahí en todo momento.

Y gracias a todo aquél que habiendo leído todo esto, no haya encontrado su nombre. Probablemente se me haya pasado.

MUCHAS GRACIAS

Daniel Brande Hernández
Diciembre 2012

Un gran obstáculo para alcanzar la felicidad es el prometerse una felicidad demasiado grande.
Bernard Le Bouvier de Fontenelle

Índice general

Índice de figuras	xii
-------------------	-----

Índice de tablas	xxii
------------------	------

1. Introducción	1
1.1. Motivación del proyecto	2
1.2. Objetivos y enfoque	2
1.3. Organización de la memoria	3
2. Fundamentos teóricos de antenas	5
2.1. Introducción	6
2.2. Definición	6
2.3. Parámetros básicos	7
2.3.1. Impedancia de entrada	7
2.3.2. Parámetros S (de dispersión o scattering)	8
2.3.3. Adaptación	9
2.3.4. Relación de Onda Estacionaria (SWR)	10
2.3.5. Diagrama de radiación	11
2.3.6. Densidad de potencia radiada	13
2.3.7. Intensidad de radiación	14
2.3.8. Directividad y ganancia	15
2.3.9. Rendimiento de radiación o eficiencia de antena	16
2.3.10. Polarización	16
2.3.11. Ancho de banda	18
2.4. Banda de frecuencias	18
2.5. Tipos de antenas	20
2.5.1. Antenas de elementos	20
2.5.2. Antenas de onda progresiva	20
2.5.3. Antenas de array	21
2.5.4. Antenas de apertura	21
2.6. Elementos radiantes	22

2.6.1. Parches	22
2.6.2. Ranuras	23
2.6.3. Monopolos en tecnología impresa	24
2.7. Arrays de antenas	26
2.7.1. Arrays lineales	27
2.7.2. Arrays planos	28
2.7.3. Arrays de Exploración (Phased Arrays)	29
2.8. Teoría Microstrip	29
2.8.1. Concepto y características	29
2.8.2. Constante dieléctrica efectiva y longitud de onda	30
2.8.3. Alimentación Microstrip	30
2.9. Teoría Línea Coplanar (CPW)	31
2.10. Herramientas de diseño y simulación	32
2.10.1. CST Microwave Studio	32
2.10.2. Advanced Design System (ADS)	32
2.10.3. Ensemble 1D Array Synthesis	33
3. Tecnología UWB	35
3.1. Introducción	36
3.2. Fundamentos de la tecnología	37
3.2.1. Definición	37
3.2.2. Asignación de banda	38
3.2.3. Esquemas de modulación	39
3.3. Ventajas de UWB	40
3.4. Retos tecnológicos	41
3.5. Regulación	42
3.5.1. Máscara definida por el FCC	42
3.5.2. Máscara europea	43
3.6. Aplicaciones	43
3.7. Candidatos a sistemas UWB	44
3.8. Antenas básicas de UWB	44
3.8.1. Monopolo circular alimentado mediante microstrip	45
3.8.2. Monopolo circular alimentado mediante CPW	46
3.8.3. Monopolo elíptico alimentado mediante microstrip	48

4. Criterios de diseño	51
4.1. Introducción	52
4.2. Ancho de banda y frecuencias de resonancia	52
4.3. Coexistencia de los distintos servicios	53
4.4. Filtros notch	54
4.5. Simulación con conector	55
4.6. Parámetros de los sustratos utilizados	56
5. Diseño de elementos UWB con filtros notch	57
5.1. Introducción	58
5.2. Antena 1	58
5.2.1. Antena sin filtros	58
5.2.2. Antena con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz	61
5.2.3. Antena con dos filtros notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz y una banda superior	64
5.3. Antena 2: <i>Mickey Mouse Like CPW UWB Antenna</i>	69
5.3.1. Antena sin filtros	69
5.3.2. Antena con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz	71
5.3.3. Antena con dos filtros notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz y una banda superior	74
5.4. Antena 3: <i>Mickey Mouse Like Microstrip UWB Antenna</i>	77
5.4.1. Antena sin filtros	77
5.4.2. Antena con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz	80
5.4.3. Antena con dos filtros notch para eliminar la banda de frecuencias com- prendida entre 5 GHz y 6 GHz y una banda superior	81
5.5. Antena 4: <i>Band Limited UWB Antenna</i>	86
5.6. Antena 5: <i>Antena cuasi-elíptica</i>	93
5.6.1. Antena sin filtros	94
5.6.2. Antena con filtros	97
5.7. Antena 6: <i>Antena Fractal</i>	104
5.7.1. Antena sin filtros	107
5.7.2. Antena con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz	110
5.7.3. Antena con dos filtros notch para eliminar la banda de frecuencias com- prendida entre 5 GHz y 6 GHz y una banda superior	112
5.8. Antena 7: <i>Robot Like Microstrip UWB Antenna</i>	115

5.8.1. Antena con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz	119
5.8.2. Antena con dos filtros notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz y una banda superior	123
6. Diseño de array UWB	125
6.1. Introducción	126
6.2. Diseño de elemento unitario	127
6.3. Distancia entre elementos	128
6.3.1. Lóbulos de difracción	130
6.3.2. Estudio de acoplos con dos elementos	131
6.4. Red de alimentación	133
6.4.1. Red de alimentación 1	134
6.4.2. Red de alimentación 2	135
6.5. Mejora de aislamiento entre parches	137
6.6. Array completo	143
6.6.1. Red de alimentación completa	143
6.6.2. Estudio de acoplos con cuatro elementos	145
6.6.3. Simulación del array completo	151
6.6.4. Array con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz)	154
6.6.5. Comparativa de ganancia del array sin filtros	158
6.6.6. Diagramas de radiación simulados del array sin filtros	159
7. Medidas	161
7.1. Introducción	162
7.2. Antena 1	163
7.3. Antena 2: <i>Mickey Mouse Like CPW UWB Antenna</i>	167
7.3.1. Sin filtros	167
7.3.2. Con filtros	169
7.4. Antena 3: <i>Mickey Mouse Like Microstrip UWB Antenna</i>	170
7.5. Antena 4: <i>Band Limited UWB Antenna</i>	173
7.6. Antena 5: <i>Antena cuasi-elíptica</i>	174
7.6.1. Diseño 1	174
7.6.2. Diseño 2	177
7.7. Antena 6: <i>Antena Fractal</i>	180
7.7.1. Sin filtros	180
7.7.2. Con filtros	182

7.8. Antena 7: <i>Robot Like UWB Antenna</i>	185
7.8.1. Sin filtros	185
7.8.2. Con filtro	187
7.9. Elemento unitario del array	188
7.10. Array UWB	191
7.10.1. Red de alimentación	191
7.10.2. Medida y estudio de acoplos con cuatro elementos	193
7.10.3. Array completo conectorizado	194
7.10.4. Array completo	196
7.10.5. Medida de ganancia del array sin filtros	197
7.10.6. Diagramas de radiación medidos del array UWB sin filtros	198
7.10.7. Comparativa entre diagramas de radiación medidos y simulados del array UWB sin filtros	200
8. Conclusiones y trabajo futuro	203
8.1. Conclusiones	204
8.2. Trabajo Futuro	205
A. Construcción de Circuitos Impresos	209
B. Cámara Anecoica - EPS (UAM)	213
C. Sistema de medida de antenas de sobremesa	221
D. Presupuesto	223
E. Pliego de condiciones	225

Índice de figuras

2.1. Esquema de antena.	6
2.2. Esquema de una red de dos puertos con ondas incidentes y reflejadas asociadas. . .	8
2.3. Esquema de antena conectada a un generador mediante una línea de transmisión. . .	10
2.4. Diagrama de radiación tridimensional de antena UWB a 4 GHz.	11
2.5. Planos de elevación y azimutal de antena UWB a diferentes frecuencias.	12
2.6. Diagrama de radiación de una antena Yagi en coordenadas cartesianas.	12
2.7. Diagramas de radiación isotrópico, omnidireccional y directivo.	13
2.8. Sistema de coordenadas esférico.	13
2.9. Representación del diferencial de ángulo sólido.	14
2.10. Directividad de una antena.	15
2.11. Elipse de polarización.	17
2.12. Polarización lineal.	17
2.13. Polarización circular.	17
2.14. Ancho de banda de monopolo lineal centrado en $f=3.5$ GHz.	18
2.15. Clasificación de las antenas en función de su frecuencia de operación.	20
2.16. Antena de Yagi.	20
2.17. Antena de onda progresiva de un solo hilo.	20
2.18. Parte superior e inferior de array de 4 elementos UWB.	21
2.19. Antenas de apertura.	21
2.20. Estructura de un parche radiante.	22
2.21. Tipos de alimentación para parches.	23
2.22. Formas de parches.	23
2.23. Esquema de una ranura.	24
2.24. Tipos de alimentación para ranuras.	24
2.25. Monopolo lineal con frecuencia de resonancia a 3.5 GHz.	25
2.26. Monopolo lineal con frecuencia de resonancia a 3.5 GHz con mayor diámetro de elemento radiante.	25
2.27. Monopolo circular en tecnología impresa con frecuencia de resonancia de 3.5 GHz. .	26
2.28. Ejemplos de diferentes antenas de array.	27
2.29. Array lineal con N elementos equiespaciados y separados por una distancia d. . .	27

2.30. Retícula de M×N elementos dispuestos en el plano XY.	28
2.31. Diagrama de línea microstrip con parámetros fundamentales.	29
2.32. Propagación de los campos en una línea microstrip.	30
2.33. Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip.	30
2.34. Alimentación por sonda coaxial horizontal de la línea microstrip.	31
2.35. Parámetros de una línea coplanar.	31
2.36. Imagen de la interfaz de trabajo de CST Microwave Studio.	32
2.37. Ejemplos de la interfaz de ADS.	33
2.38. Imagen de la interfaz de trabajo de Ensemble 1D Array Synthesis.	33
3.1. Comparación de las diferentes tecnologías inalámbricas.	37
3.2. Tipos de sistemas en función del ancho de banda fraccional.	38
3.3. Concepto de salto de tiempo.	38
3.4. Concepto de salto de frecuencia.	39
3.5. Ejemplos de modulación que utiliza UWB.	40
3.6. Comparativa de energía transmitida a lo largo del espectro.	41
3.7. Máscaras de emisión indoor/outdoor establecidas por la FCC en EE.UU.	42
3.8. Límite de emisión UWB en Europa.	43
3.9. Ejemplos de candidatos a sistemas de UWB.	44
3.10. Geometría de monopolo circular alimentado con línea microstrip.	45
3.11. Curvas de medida y simulación del monopolo circular alimentado en microstrip.	46
3.12. Geometría de monopolo circular alimentado con CPW.	47
3.13. Curvas de medida y simulación del monopolo circular alimentado en CPW.	47
3.14. Geometría de monopolo elíptico alimentado con CPW.	48
3.15. Curvas de medida y simulación del monopolo elíptico alimentado en microstrip.	48
4.1. Resonancias (marcadores 3, 4 y 5) en un monopolo de tecnología impresa.	52
4.2. Solapamiento de resonancias.	52
4.3. Coexistencia de distintos servicios con UWB.	53
4.4. Bandas DS-CDMA.	53
4.5. Canalización del sistema OFDM.	54
4.6. Filtros notch en función de su posición.	55
4.7. Conector SMA 50Ω de RS Online, modelo 526-5791.	55
4.8. Conector SMA 50Ω simulado en CST.	56
4.9. Parámetros del sustrato TLY-5A de Taconic.	56
5.1. Parte superior de la Antena 1 sin filtros.	58
5.2. Cortocircuito entre pista y plano de masa por excesivo ancho de pista.	59

5.3. Coeficiente de reflexión Antena 1. Configuración sin filtros.	60
5.4. Antena con $g = 0,5$ mm y filtro notch en la banda de 5 GHz a 6 GHz con slot en U.	61
5.5. Esquema de la antena con el filtro notch en la banda de 5 GHz a 6 GHz.	62
5.6. Variación del offset v en la Antena 1.	62
5.7. Variación de la longitud del filtro en la Antena 1.	63
5.8. Variación de la anchura del filtro en la Antena 1.	63
5.9. Esquema de la Antena 1 con el filtro notch en la banda de 5 GHz a 6 GHz y las ranuras en el plano de masa.	64
5.10. Reflexión de la Antena 1 con el filtro notch y las ranuras en el plano de masa. . .	64
5.11. Esquema final Antena 1 con filtros completa.	65
5.12. Variación del parámetro de diseño y_4	66
5.13. Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia.	67
5.14. Coeficiente de reflexión de la Antena 1 con filtros.	68
5.15. VSWR de la Antena 1 con filtros.	68
5.16. Monopolo circular CPW.	69
5.17. Reflexión del monopolo circular en CPW.	69
5.18. Esquema de la Antena 2.	70
5.19. Reflexión de la Antena 2.	70
5.20. Esquema de la Antena 2 con filtro notch de 5 GHz a 6 GHz.	71
5.21. Variación de la longitud efectiva del filtro.	72
5.22. Variación del ángulo de giro del filtro.	72
5.23. Variación del offset en los ejes x e y del filtro.	73
5.24. Coeficiente de reflexión Antena 2. Filtro 1.	73
5.25. Filtro con línea espuria en el plano de masa.	74
5.26. Coeficiente de reflexión Antena 2 con filtros.	74
5.27. VSWR Antena 2 con filtros.	75
5.28. Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de la Antena 2. .	75
5.29. Esquema antena completa con filtros.	76
5.30. Reflexión versión inicial Antena 3.	77
5.31. Diseño en ADS de la sección adaptadora.	78
5.32. Resultados antena con sección adaptadora.	78
5.33. Esquema de la antena con sección adaptadora.	78
5.34. Reflexión Antena 3 sin filtros.	79
5.35. Esquema Antena 3 sin filtros.	79
5.36. Reflexión Antena 3 con filtro notch 5 GHz - 6 GHz.	80
5.37. Esquema Antena 3 con filtro notch 5 GHz - 6 GHz.	81

5.38. Variación longitud efectiva del filtro.	82
5.39. Variación posición filtro en eje Y.	82
5.40. Variación distancia a la línea de entrada.	83
5.41. Efecto de la variación del ancho de las dos ramas del filtro.	83
5.42. Esquema de la Antena 3 con filtros completa.	84
5.43. Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de la Antena 3.	85
5.44. Coeficiente de reflexión Antena 3 con filtros.	86
5.45. VSWR Antena 3 con filtros.	86
5.46. Esquema del monopolo en CPW y coeficiente de reflexión del que se parte para el diseño de la Antena 4.	87
5.47. Coeficiente de reflexión filtro paso bajo con elementos concentrados.	87
5.48. Esquema filtro paso bajo con elementos concentrados.	88
5.49. Esquema antena y filtro conectados en ADS.	88
5.50. Coeficiente de reflexión monopolo con filtro teórico en ADS.	88
5.51. Esquema Antena 4 con filtro.	89
5.52. Variación longitud filtro.	89
5.53. Variación de la longitud del filtro del parche.	90
5.54. Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de la Antena 4.	90
5.55. Comparativa entre la simulación teórica en <i>ADS</i> con elementos concentrados y el diseño final en <i>CST</i>	91
5.56. Coeficiente de reflexión Antena 4.	91
5.57. Esquema Antena 4.	92
5.58. Esquema Antena cuasi-elíptica diseñada en [1].	93
5.59. Coeficiente reflexión Antena 5 diseñada en [1].	93
5.60. Esquema Antena 5 diseñada sin filtros. Diseño 1.	94
5.61. Coeficiente de reflexión Antena 5 sin filtros. Diseño 1.	95
5.62. Taper de longitud L con impedancias de entrada y salida Z_1 y Z_2 respectivamente.	95
5.63. Paso directo de W_4 a W_2 con taper.	96
5.64. Esquema Antena 5 diseñada sin filtros. Diseño 2.	96
5.65. Coeficiente de reflexión Antena 5 sin filtros. Diseño 2.	97
5.66. Coeficiente de reflexión inicial Antena 5 con filtros. Diseño 1.	98
5.67. Cambio en slot trasero para mejora de filtros. Diseño 1.	98
5.68. Coeficiente de reflexión Antena 5 con filtros. Diseño 1.	99
5.69. Esquema de Antena 5 con filtros. Diseño 1.	99
5.70. VSWR Antena 5 con filtros. Diseño 1.	100
5.71. Coeficiente de reflexión Antena 5 con filtros. Diseño 2.	101
5.72. VSWR Antena 5 con filtros. Diseño 2.	101

5.73. Esquema de Antena 5 con filtros. Diseño 2.	102
5.74. Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de los dos diseños correspondientes a la Antena 5.	103
5.75. Ejemplos de antenas fractales [2].	105
5.76. Captura de pantalla de LineCalc.	106
5.77. Primeros pasos en la construcción de la alfombra de Sierpinski.	106
5.78. Iteraciones Alfombra Sierpinski.	107
5.79. Esquema de Antena 6 sin filtros.	107
5.80. Reflexión de Antena 6 sin filtros.	108
5.81. Reflexión de Antena 6 con parche sin fractales.	109
5.82. Variación tamaño del parche.	109
5.83. Variación longitud de la línea.	110
5.84. Esquema de Antena 6 con filtro en la banda 5 GHz-6 GHz.	111
5.85. Coeficiente de reflexión de Antena 6 con filtro en la banda 5 GHz-6 GHz.	112
5.86. Esquema de Antena 6 con filtros notch.	113
5.87. Coeficiente de reflexión de Antena 6 con filtros.	113
5.88. VSWR Antena 6 con filtros.	114
5.89. Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de la Antena 6.	115
5.90. Configuración inicial Antena 7.	116
5.91. Reflexión de la configuración inicial de la Antena 7 en función de la longitud de la ranura.	117
5.92. Reflexión de la configuración inicial de la Antena 7 con $c = 3,7$ mm.	117
5.93. Esquema de Antena 7 sin filtros.	118
5.94. Coeficiente de reflexión Antena 7 con filtro 5 GHz - 6 GHz.	119
5.95. Esquema de Antena 7 con filtro.	120
5.96. Coeficiente de reflexión Antena 7 con filtro y dos estructuras filtrantes.	120
5.97. VSWR de Antena 7 con filtro.	121
5.98. Esquema de Antena 7 con filtro. Diseño final.	121
5.99. Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de la Antena 7.	122
5.100 Reflexión de la configuración con dos filtros de la Antena 7.	123
5.101 Reflexión de la configuración con dos filtros de la Antena 7.	124
5.102 Esquema de la Antena 7 simulada con dos filtros.	124
6.1. Antenas candidatas a elemento unitario del array.	127
6.2. Variación de anchura del parche propuesta para el elemento unitario del array. Esquema.	128
6.3. Variación de anchura del parche propuesta para el elemento unitario del array. Coeficiente de reflexión.	129

6.4. Esquema del elemento unitario del array.	129
6.5. Coeficiente de reflexión del elemento unitario del array.	130
6.6. Factor de array en función de la distancia entre elementos.	131
6.7. Esquema de la disposición de los dos parches.	131
6.8. $ s_{11} , s_{22} $ de los dos parches.	132
6.9. Acoplamiento entre parches: $ s_{12} , s_{21} $	132
6.10. Esquema de la red de alimentación completa.	133
6.11. Esquema de la red de alimentación 1.	134
6.12. Red de alimentación 1: parámetros de reflexión y transmisión.	134
6.13. Esquema de la red de alimentación 2.	136
6.14. Red de alimentación 2: parámetros de reflexión y transmisión.	136
6.15. Esquema del modelo teórico propuesto.	137
6.16. Array de dos elementos sin compensación de acoplos, $d = 30$ mm	138
6.17. Dos elementos sin compensación de acoplos, $d = 30$ mm.	139
6.18. Comparativa: dos elementos sin compensación y con compensación de acoplos, $d = 30$ mm.	139
6.19. Dos elementos con compensación de acoplos, $d = 30$ mm.	140
6.20. Distribución de la corriente de superficie, $f = 5.5$ GHz.	140
6.21. Array de dos elementos con compensación de acoplos, $d = 30$ mm	141
6.22. Esquema del sintonizador simulado en CST.	141
6.23. Parámetros simulados del sintonizador y efecto sobre coeficientes de reflexión del array de dos elementos.	142
6.24. Sintonizador simulado con hueco sin metal en plano de masa.	142
6.25. Red de alimentación completa del array de 4 elementos.	143
6.26. Red de alimentación completa: parámetros de transmisión.	144
6.27. Red de alimentación completa: $ s_{11} $	145
6.28. Red de alimentación completa conectorizada: $ s_{11} $	145
6.29. Estudio de reflexión y transmisión de 4 elementos unitarios, separados por una distancia $d = 30$ mm.	146
6.30. Esquema del modelo teórico propuesto para el caso de 4 elementos.	147
6.31. Esquema del modelo teórico propuesto para el caso de 4 elementos con stub central.	147
6.32. Estudio de reflexión y transmisión de 4 elementos unitarios con stub central, separados por una distancia $d = 30$ mm.	148
6.33. Esquema de la simulación global en ADS.	149
6.34. Array completo simulado en ADS.	149
6.35. Array completo simulado en ADS y CST con stub entre elementos 2 y 3.	150
6.36. Esquema del array completo.	151

6.37. Comparativa coeficiente de reflexión ADS y CST.	151
6.38. Red de alimentación y elementos conectados con conector SMA.	152
6.39. Comparativa coeficiente de reflexión array conectorizado y completo.	152
6.40. Esquema del array completo sin filtros.	153
6.41. Coeficiente de reflexión del array con filtro incorporado.	155
6.42. VSWR del array con filtro incorporado.	155
6.43. Esquema del array completo con filtro notch.	156
6.44. Comparativa de ganancia. Array de cuatro elementos frente a elemento unitario. .	158
6.45. Diagramas de radiación del Array UWB simulado sin filtros a 3.5 GHz y 5 GHz..	159
6.46. Diagramas de radiación del Array UWB simulado sin filtros a 7 GHz y 8.5 GHz.	160
7.1. Cámara Anecoica - Escuela Politécnica Superior, UAM.	162
7.2. Fotografía Antena 1 diseñada y construida.	163
7.3. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 1.	164
7.4. Diagramas de radiación de Antena 1 diseñada y construida con filtros.	165
7.5. Medidas de campo cercano y lejano RFXpert. Antena 1.	166
7.6. Diagramas de radiación. Antena 1.	166
7.7. Fotografía Antena 2 diseñada y construida sin filtros.	167
7.8. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 2 sin filtros. . .	167
7.9. Diagramas de radiación de Antena 2 diseñada y construida sin filtros.	168
7.10. Fotografía Antena 2 diseñada y construida con filtros.	169
7.11. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 2 con filtros. . .	169
7.12. Fotografía Antena 3 diseñada y construida.	170
7.13. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 3.	171
7.14. Diagramas de radiación de Antena 3 diseñada y construida con filtros.	172
7.15. Fotografía Antena 4 diseñada y construida.	173
7.16. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 4.	173
7.17. Diagramas de radiación de Antena 4 diseñada y construida sin filtros.	174
7.18. Fotografía Antena 5 diseñada y construida. Diseño 1.	174
7.19. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 5, diseño 1. . . .	175
7.20. Diagramas de radiación de Antena 5. Diseño 1.	176
7.21. Fotografía Antena 5 diseñada y construida. Diseño 2.	177
7.22. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 5, diseño 2. . . .	178
7.23. Diagramas de radiación de Antena 5. Diseño 2.	179
7.24. Fotografía Antena 6 sin filtros diseñada y construida.	180
7.25. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 6 sin filtros. . .	180

7.26. Diagramas de radiación de Antena 6 diseñada y construida sin filtros. Frecuencias: 3.5 GHz y 6.5 GHz.	181
7.27. Diagramas de radiación de Antena 6 diseñada y construida sin filtros a 8.5 GHz.	182
7.28. Fotografía Antena 6 con filtros diseñada y construida.	182
7.29. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 6 con filtros.	183
7.30. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 6 con filtros. Variación de ϵ_r	184
7.31. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 6 con filtros modificados.	184
7.32. Fotografía Antena 7 sin filtro diseñada y construida.	185
7.33. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 7 sin filtro.	185
7.34. Diagramas de radiación de Antena 7 diseñada y construida sin filtros. Frecuencias: 3.5 GHz y 6.5 GHz.	186
7.35. Diagramas de radiación de Antena 7 diseñada y construida sin filtros a 8.5 GHz.	187
7.36. Fotografía Antena 7 con filtro diseñada y construida.	187
7.37. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 7 con filtro.	188
7.38. Fotografía elemento unitario diseñado y construido.	189
7.39. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Elemento unitario del array.	189
7.40. Diagramas de radiación del elemento unitario diseñado y construido sin filtros.	190
7.41. Fotografía red de alimentación diseñada y construida.	191
7.42. Reflexión a la entrada de la red de alimentación.	191
7.43. Parámetros de transmisión de la red de alimentación.	192
7.44. Medida de reflexión y transmisión de 4 elementos unitarios, separados por una distancia $d = 30$ mm.	193
7.45. Fotografía parte superior e inferior. Elementos radiantes.	194
7.46. Fotografía Array UWB conectorizado diseñado y construido sin filtros.	194
7.47. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Array completo conec- torizado.	195
7.48. Fotografía Array UWB completo diseñado y construido sin filtros.	196
7.49. Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Array completo UWB.	196
7.50. Comparativa de ganancia. Array de cuatro elementos frente a elemento unitario.	197
7.51. Diagramas de radiación del Array UWB medido y construido sin filtros a 3.5 GHz y 5 GHz.	198
7.52. Diagramas de radiación del Array UWB medido y construido sin filtros a 7 GHz y 8.5 GHz.	199
7.53. Comparativa diagramas de radiación simulado y medido a 3.5 GHz y 5 GHz. Array UWB.	200
7.54. Comparativa diagramas de radiación simulado y medido a 7 GHz y 8.5 GHz. Array UWB.	201

A.1. Esquema sobre el proceso de diseño software para el diseño de un prototipo. . . .	210
A.2. LPKF Protomat S100, propiedad de la Escuela Politécnica Superior, UAM. . . .	211
A.3. Herramientas utilizadas para la construcción de los prototipos.	211
B.1. Cámara Anecoica, EPS (UAM).	214
B.2. Material absorbente piramidal.	214
B.3. Analizador de redes Agilent - Modelo E5071C propiedad de la EPS.	215
B.4. Kit de calibración Agilent 85052D.	215
B.5. Cables de medida flexibles Agilent Technologies 85131E/F/H NMD-3.5 mm -f- to 3.5 mm.	216
B.6. Controlador hardware.	216
B.7. Plataforma giratoria.	217
B.8. Accesorios DAMS 6000	217
B.9. Captura de pantalla, <i>Antenna Measurement Studio</i>	218
B.10. Amplificador ZVE-8G Minicircuits (2 GHz - 8 GHz).	218
B.11. Fuente de alimentación PROMAX FAC-662B.	219
B.12. Esquema Cámara Anecoica EPS - UAM.	219
B.13. Bocinas de referencia utilizadas como sonda en la Cámara Anecoica de la EPS, UAM.	220
C.1. Captura de pantalla del software RFXpert.	222
C.2. Sistema de medida RFXpert.	222

Índice de tablas

2.1. Descripción de los parámetros S para una red de 2 puertos.	9
2.2. Parámetros de interés en circuitos.	9
2.3. Banda de frecuencias.	19
2.4. Banda de frecuencias en el rango de las microondas.	19
3.1. Tipos de uso del espectro UWB regulados por la FCC.	42
3.2. Dimensiones optimizadas de antena circular básica alimentada en microstrip. . .	45
3.3. Parámetros de diseño óptimos del monopolo circular alimentado en microstrip y relaciones entre diámetro y primera resonancia.	46
3.4. Dimensiones optimizadas de antena circular básica alimentada en CPW.	47
3.5. Dimensiones optimizadas de antena elíptica básica alimentada en microstrip. . . .	49
5.1. Dimensiones optimizadas de Antena 1 sin filtros.	59
5.2. Dimensiones optimizadas de Antena 1 completa con filtros.	66
5.3. Dimensiones optimizadas de Antena 2.	71
5.4. Dimensiones optimizadas de Antena 2 con filtros.	76
5.5. Dimensiones optimizadas de Antena 3 sin filtros.	80
5.6. Dimensiones optimizadas de Antena 3 con filtros.	84
5.7. Dimensiones optimizadas de Antena 4.	92
5.8. Dimensiones optimizadas de Antena 5. Diseño 1.	100
5.9. Dimensiones optimizadas de Antena 5 con filtros. Diseño 2.	102
5.10. Dimensiones optimizadas de Antena 6 completa sin filtros.	108
5.11. Dimensiones optimizadas de Antena 6 completa con filtros.	112
5.12. Dimensiones optimizadas de Antena 7 completa sin filtros.	118
5.13. Dimensiones optimizadas de Antena 7 completa con filtro. Diseño final.	122
6.1. Dimensiones optimizadas del elemento unitario del array.	130
6.2. Anchuras y longitudes de las líneas de la red de alimentación 1.	135
6.3. Anchuras y longitudes de las líneas de la red de alimentación 2.	137
6.4. Dimensiones del array completo.	154
6.5. Dimensiones del array completo con filtros.	157

1

Introducción

1.1. Motivación del proyecto

Hoy en día, las comunicaciones constituyen uno de los factores más importantes para unir al mundo y sobre todo para mantenernos conectados unos con otros. La necesidad de las personas de estar al tanto de las últimas noticias ha hecho que los dispositivos y las tecnologías que hacen todo esto posible tengan que aumentar y optimizar al máximo sus prestaciones con el fin de estar supliendo constantemente la demanda que los usuarios dan.

Esto ha dado lugar a una continua evolución en el desarrollo e integración de servicios inalámbricos móviles digitales en lo que respecta a redes multimedia, computación móvil y redes de área local y personal que han generado varios desafíos tecnológicos. Además, las tecnologías inalámbricas de área local más utilizadas en la actualidad (como *Wi-Fi* o *Bluetooth*) cuentan con algunas limitaciones, como son la baja velocidad de transmisión, la autonomía de funcionamiento y la seguridad.

La tecnología inalámbrica UWB nace con el fin de mejorar estas deficiencias y permitir la interconexión de todo tipo de dispositivos entre sí en redes de área personal, permitiendo así compartir datos, vídeo, audio y voz entre ellos. Se trata de una tecnología muy probada en muchas aplicaciones y diversos escenarios en áreas relacionadas con radar, detección y comunicaciones militares. Por tanto, y a pesar de ser una tecnología nueva en el ámbito civil, es una tecnología con gran tradición en el campo militar y con este PFC se pretende propiciar su utilización.

Con ella se pretende conseguir un transmisor y un receptor inalámbrico lo más discreto posible, con un consumo de potencia mínimo, una tasa de transmisión elevada y un bajo coste, lo que podría implicar que algunas de las tecnologías actualmente utilizadas como es el caso del Bluetooth, e incluso los puertos USB y FireWire fuesen sustituidos por UWB.

1.2. Objetivos y enfoque

Como se ha comentado, esta tecnología presenta numerosos retos. Uno de ellos se centra en las antenas de los usuarios. En este sentido, se pretende con este trabajo diseñar antenas con un ancho de banda tal que se pueda dar servicio a estos sistemas en su totalidad.

El hecho de que cubran una banda tan extensa puede provocar interferencias con sistemas adyacentes. Es por ello que en algunas ocasiones es necesario integrar un elemento de rechazo hacia las bandas más potencialmente dañinas sobre el sistema deseado. Debido a las características de integración requeridas en estas antenas, se hace necesaria la inclusión de estructuras de filtrado incorporadas a las mismas. En este sentido, es interesante la fabricación de este tipo de antenas mediante tecnología impresa. Esta tecnología está ampliamente extendida gracias a su bajo coste de fabricación, repetitividad y perfil plano. Por ello, las antenas así fabricadas son ideales para incluirse en todo tipo de estructuras y para su utilización como antena de terminal de usuario (muy compactas) y de bajo coste.

Los objetivos concretos se detallan a continuación:

- Diseño de nuevos elementos UWB, que deben cubrir la banda asignada para este sistema en Estados Unidos, que se encuentra entre 3.1 GHz y 10.6 GHz. Para la simulación de los diseños se utilizará software comercial específico de antenas.
- Diseño de una agrupación lineal de elementos UWB, utilizando alguno de los elementos unitarios anteriormente diseñados.
- Inserción de filtros de banda eliminada en las antenas iniciales para evitar interferencias de otros sistemas inalámbricos.

- Construcción de los prototipos diseñados en el Laboratorio de Circuitos Impresos de la EPS de la Universidad Autónoma de Madrid.
- Medida de las características radioeléctricas de las antenas (adaptación, acoplamiento de señal, ganancia...), utilizando para ello el Analizador de Redes propiedad del Grupo RFCAS y la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

1.3. Organización de la memoria

La documentación del proyecto estará estructurada según los siguientes apartados:

- Durante el Capítulo 2 se hace referencia a los fundamentos básicos de antenas, haciendo especial hincapié en los parámetros básicos utilizados a lo largo de este PFC.
- En el Capítulo 3 se describen los fundamentos y la regulación existente relativa a la tecnología UWB. Se hace también referencia de forma breve al Estado del Arte Actual, describiendo algunas antenas básicas en tecnología impresa.
- En el Capítulo 4 se abordan muy brevemente algunos aspectos, tanto teóricos como prácticos, relativos al diseño de las antenas.
- El Capítulo 5 presenta el diseño de los diferentes elementos UWB (con y sin filtros de rechazo) realizados en este PFC, así como los resultados de las simulaciones.
- En el Capítulo 6 se describen los pasos para realizar el diseño del array lineal UWB de cuatro elementos.
- El Capítulo 7 se presentan los resultados de las medidas de las antenas realizadas y se comparan con las simulaciones de los Capítulos 5 y 6.
- El Capítulo 8 aborda las conclusiones extraídas a lo largo de todo el proceso de diseño y fabricación de los diferentes elementos expuestos en este PFC, así como un apartado de posibles mejoras y líneas de trabajo futuro.

2

Fundamentos teóricos de antenas

2.1. Introducción

Las comunicaciones mediante métodos eléctricos no comenzaron hasta la introducción de la telegrafía en 1844, seguida de la telefonía en 1878. En estos sistemas las señales eléctricas se enviaban sobre líneas bifilares que conectaban emisor y receptor. Aunque Maxwell predijo teóricamente en 1864 la existencia de ondas electromagnéticas, éstas no fueron detectadas experimentalmente hasta que Hertz en 1886 construyó una fuente resonante a 75 MHz (dos placas metálicas coplanares conectadas a una bobina inductiva) y un sistema receptor formado por una espira abierta con un pequeño hueco sobre el que saltaban chispas, lo que era una prueba de la transmisión de energía entre ambos circuitos. También construiría antenas más sofisticadas (dipolos, reflector cilíndrico parabólico...).

En 1897 Marconi patentó un sistema completo de telegrafía sin hilos y en 1901 se realizó la primera transmisión transatlántica. Desde este momento y hasta 1940 la tecnología de radio se centró en el empleo de diversas antenas de hilo alcanzando las frecuencias de la banda de UHF.

Durante la Segunda Guerra Mundial se introdujeron nuevas antenas (reflectores, bocinas, guías) para aplicaciones radar a frecuencias de microondas (\sim GHz). Estas nuevas antenas que trabajaban a dichas frecuencias se aprovecharon rápidamente para establecer radioenlaces fijos.

Desde los años 60 y hasta ahora han tenido un gran impulso las comunicaciones por satélite. Además, la introducción de los ordenadores y la aplicación de métodos numéricos han permitido analizar y sintetizar nuevas antenas optimizadas para cada aplicación.

En este capítulo se introducirán los conceptos básicos sobre antenas necesarios para poder comprender el resto de los capítulos de este PFC.

2.2. Definición

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEE Std. 145-1983)[3].

Es cierto que a pesar de que las antenas presentan formas muy variadas, todas ellas tienen en común el ser **una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre** (Figura 2.1), a la que puede además asignar un carácter direccional. La representación de la onda guiada se realiza por voltajes y corrientes (hilos conductores y líneas de transmisión) o por campos (guías de ondas); en el espacio libre, mediante campos.

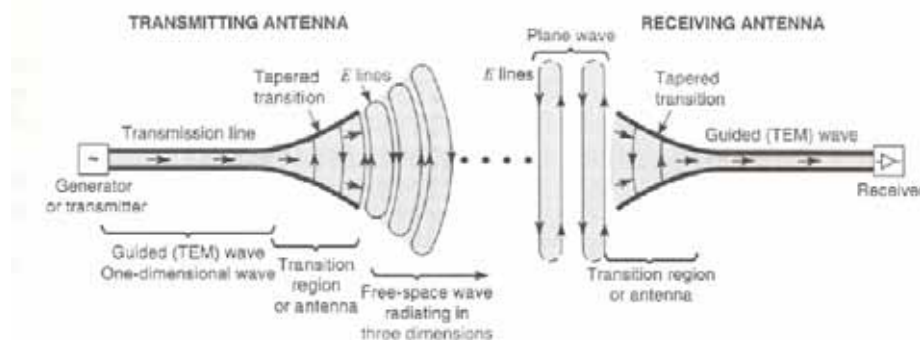


Figura 2.1: Esquema de antena.

La misión de la antena es radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación.

Podemos decir que existen dos misiones básicas de una antena: **transmitir y recibir**. Para poder extraer información se ha de ser capaz de captar en algún punto del espacio la onda radiada. Cada aplicación impondrá después las condiciones particulares sobre la direccionalidad de la antena, los niveles de potencia que debe soportar, la frecuencia de trabajo y otros parámetros que se presentarán en la sección 2.3.

Las características de las antenas dependen de la relación entre sus dimensiones y la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia transmitida o recibida.

Estamos ante una **antena elemental** cuando las dimensiones de la misma son mucho más pequeñas que la longitud de onda. Si tienen dimensiones del orden de media longitud de onda se llaman **resonantes** y si su tamaño es mucho mayor que la longitud de onda, son **directivas**.

Una buena antena se caracterizará por tener un buen rendimiento de radiación, por estar bien adaptada a la línea de transmisión a la que se conecta y por poseer un diagrama de radiación adecuado.

2.3. Parámetros básicos

Puesto que una antena formará parte de un sistema más amplio **interesará caracterizarla con una serie de parámetros que la describan y permitan evaluar el efecto sobre el sistema de una determinada antena, o bien especificar el comportamiento deseado de una antena para incluirla en ese sistema**. En esta sección se presentaran las ideas generales de los parámetros desarrollados en [3].

2.3.1. Impedancia de entrada

A la entrada de la antena puede definirse la impedancia de entrada Z_e mediante relaciones tensión-corriente que presenta en su terminal. Consta de una parte real, $R_a(\omega)$ y una parte imaginaria (reactancia), $X_a(\omega)$, dependientes de la frecuencia.

$$Z_a = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (2.1)$$

Si Z_e no presenta una parte reactiva a una determinada frecuencia, se dice que estamos ante una antena **resonante**.

Puesto que la antena radia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a la radiación. Superpuestas a las de radiación tenemos las pérdidas que pueden producirse en la antena (habitualmente óhmicas en los conductores). Por ello la parte real se puede descomponer como $R_a(\omega) = R_r + R_L$, donde R_r es la resistencia de radiación y R_L la resistencia de pérdidas óhmicas.

La potencia entregada a la antena es la suma de las potencias radiada, P_r , y de pérdidas en la antena, P_L :

$$P_r = \frac{1}{2}|I_0|^2 R_r \quad (2.2)$$

$$P_L = \frac{1}{2}|I_0|^2 R_L, \quad (2.3)$$

donde I_0 es el valor de la corriente de entrada de la antena.

La existencia de pérdidas en la antena hace que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada. Por ello podemos hablar de **rendimiento o eficiencia de la antena** η mediante la relación entre la potencia radiada y la entregada, o lo que es lo mismo, entre la resistencia de entrada de esa antena (ideal, sin pérdidas) y la que presenta realmente:

$$P_r = \frac{P_r}{P_e} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2.4)$$

2.3.2. Parámetros S (de dispersión o scattering)

Las antenas, como circuitos de microondas que son, **pueden caracterizarse también como una red de dos puertos** (Figura 2.2), donde uno de ellos es el puerto físico de entrada de la antena (típicamente de valor 50Ω) y el otro es un puerto físico de radiación.

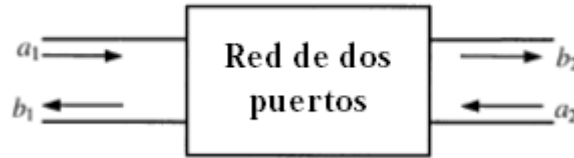


Figura 2.2: Esquema de una red de dos puertos con ondas incidentes y reflejadas asociadas.

Los circuitos de microondas pueden caracterizarse de diversas formas: matrices de impedancia Z , matrices de admitancia Y , etc. Las primeras son útiles en el análisis de circuitos en serie, mientras que los parámetros Y simplifican el análisis de circuitos conectados en paralelo. El problema de estos parámetros es que relacionan magnitudes de tensión y corriente y para su obtención hace falta considerar circuitos abiertos o cortocircuitos en sus puertos, hecho bastante difícil de conseguir a altas frecuencias.

Es por ello que normalmente se utilizan los parámetros de dispersión o parámetros S (válidos a cualquier frecuencia), que **se basan en los niveles de potencia que se perciben en los terminales de los dos puertos** sin ningún tipo de consideración adicional.

En la figura 2.2 se muestra una red con ondas incidentes y reflejadas en los dos puertos. Por convención, a_i representa la **onda incidente** y b_i la **onda reflejada** en el puerto i . Las ondas incidentes se dirigen en dirección entrante al circuito y las reflejadas, por el contrario, en dirección saliente.

En el caso de un circuito de dos puertas existen cuatro parámetros S y las relaciones entre sus ondas incidentes y reflejadas están definidas de la siguiente forma:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Para calcular el parámetro de dispersión s_{ji} es necesario que todos los accesos de la red se carguen con sus respectivas impedancias características a excepción del puerto i -ésimo en el que se colocará un generador que produzca una onda incidente a_i .

$$s_{ji} = \left(\frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0(\forall k \neq i)} \quad (2.7)$$

A continuación se presenta una tabla con el significado de cada parámetro S de una red de dos puertos:

Parámetro	Coficiente	Descripción	Fórmula
s₁₁	Reflexión a la entrada	Cantidad de potencia reflejada en el puerto 1 cuando se genera una onda incidente en dicho puerto.	$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big _{a_2=0}$
s₁₂	Transmisión o ganancia inversa	Cantidad de potencia que llega al puerto 1 alimentando la red por el puerto 2.	$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big _{a_1=0}$
s₂₁	Transmisión o ganancia directa	Cantidad de potencia que llega al puerto 2 cuando se alimenta la red por dicho puerto.	$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big _{a_2=0}$
s₂₂	Reflexión a la salida	Cantidad de potencia que se refleja en el puerto 2 cuando se genera una onda incidente en dicho puerto.	$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big _{a_1=0}$

Tabla 2.1: Descripción de los parámetros S para una red de 2 puertos.

A partir de estos parámetros S se pueden definir ciertos parámetros de interés que serán de utilidad para obtener determinadas características del circuito:

Parámetro	Fórmula
 s_{ii} ²	$ s_{ii} ^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en puerta } i}{\text{Potencia disponible en puerta } i}$
 s_{ji} ²	$ s_{ji} ^2 = \frac{\text{Potencia entregada en puerta } j}{\text{Potencia disponible en puerta } i}$
Pérdidas de retorno	$IR(dB) = -20 \log(s_{ii})$
Pérdidas de inserción	$IL(dB) = -20 \log(s_{ji})$

Tabla 2.2: Parámetros de interés en circuitos.

2.3.3. Adaptación

Una antena estará unida a un transmisor o a un receptor mediante una línea de transmisión, tal y como se muestra en la Figura 2.3. En ella se presenta una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 que conecta una fuente de impedancia $Z_g = R_g + jX_g$ y una antena con una impedancia de carga $Z_A = (R_L + R_r) + jX_A$. La impedancia vista desde el generador puede describirse como $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$.

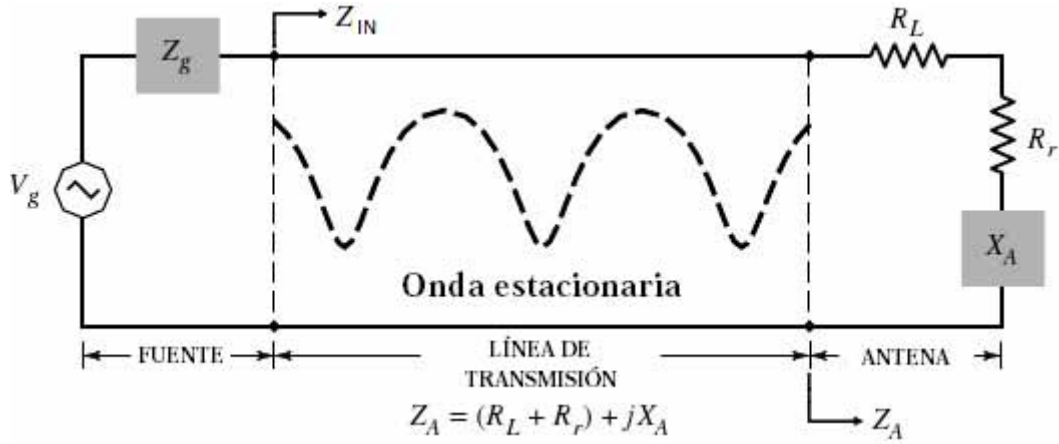


Figura 2.3: Esquema de antena conectada a un generador mediante una línea de transmisión.

El parámetro s_{11} o coeficiente de reflexión Γ proporciona información de la transferencia de potencia desde el generador a la antena, ya que relaciona la amplitud de onda reflejada con la amplitud de la onda incidente (como se detalló en el apartado 2.3.2). En términos de impedancias se define de la siguiente forma:

$$s_{11} = \Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.8)$$

donde:

Z_A es la impedancia de entrada de la antena.

Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión a la que está conectada.

La **potencia de entrada en la red** se define según la fórmula:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.9)$$

A partir de la potencia de entrada se puede demostrar que la máxima transferencia de potencia a la antena se produce cuando tenemos adaptación conjugada, que se cumple cuando $Z_g = Z_{in}^*$ ($R_g = R_{in}$ y $X_g = -X_{in}$). Sin embargo, esto no asegura que no exista reflexión en los terminales ($s_{11} = \Gamma = 0$). Ambas situaciones pueden darse simultáneamente sólo si Z_g y Z_0 son reales.

En este caso, la expresión de la potencia máxima disponible a la entrada cuando se consigue adaptar la red de alimentación de la antena viene dada por:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_{in}^* + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} \quad (2.10)$$

2.3.4. Relación de Onda Estacionaria (SWR)

Tal y como se comentaba en el apartado 2.3.3, cuando la carga está adaptada a la línea de transmisión se cumple que $\Gamma = 0$ y la magnitud de voltaje en la línea es constante. Sin embargo, si esto no ocurre, la presencia de una onda reflejada da lugar a una onda estacionaria en la que la magnitud de la onda de voltaje en la línea no es constante.

Se define la *Relación de Onda Estacionaria* (ROE) o *Standing Wave Ratio* (SWR) como el cociente entre el mínimo y el máximo de la onda estacionaria de tensión o de corriente (mostrada en la 2.3) que se forma a la salida del generador:

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad (2.11)$$

Este parámetro está directamente relacionado con la adaptación de la antena, ya que se puede escribir también como:

$$SWR = \frac{1 + |s_{11}|}{1 - |s_{11}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.12)$$

De esta forma, ofrece una idea de la potencia que se ha transmitido a la carga, o la reflexión que se ha producido en ella por falta de adaptación. La SWR es un número real comprendido entre $1 \leq SWR \leq \infty$. Un valor de $SWR = 1$ indica que la antena está perfectamente adaptada ($s_{11} = 0$). En este proyecto (tal y como se detallará posteriormente) se tratará de conseguir valores de $SWR \leq 2$, es decir, una reflexión $|s_{11}| \leq -10dB$.

2.3.5. Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena a una distancia fija y en función de las diferentes direcciones del espacio.

Si se observa a gran distancia una antena, se vería su radiación como si proviniera de un punto, conocido como *centro de fase de la antena*.

En las antenas linealmente polarizadas se puede definir el **plano E** como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el **plano H** es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina la línea que define la dirección de **máxima radiación de la antena**.

Desde el punto de vista de la representación gráfica, se puede hablar de tres tipos de diagramas: **tridimensional**, utilizando diversas técnicas gráficas, **representación de curvas de nivel** y **cortes en planos**.

En la figura 2.4 puede observarse el diagrama de radiación en tres dimensiones de una antena de UWB a 4 GHz.

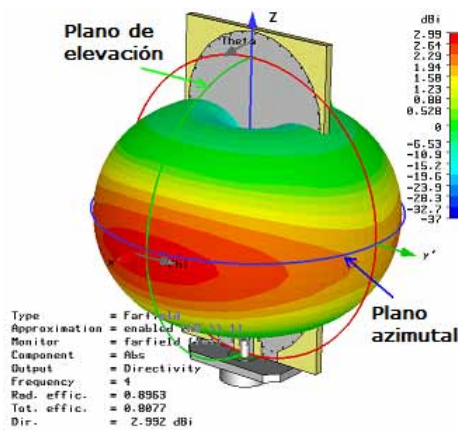


Figura 2.4: Diagrama de radiación tridimensional de antena UWB a 4 GHz.

Es cierto que la radiación es tridimensional, pero en muchos casos puede ser especialmente interesante (y suficiente) representar un corte del diagrama. Estos cortes pueden hacerse de múltiples formas, aunque los más habituales son los que siguen los meridianos en una esfera hipotética (cortes para ϕ constante) o bien los paralelos (cortes con θ constante).

En la figura 2.5 se presenta la radiación en coordenadas polares, que proporciona una información más clara de la distribución de potencia en las diferentes direcciones del espacio.

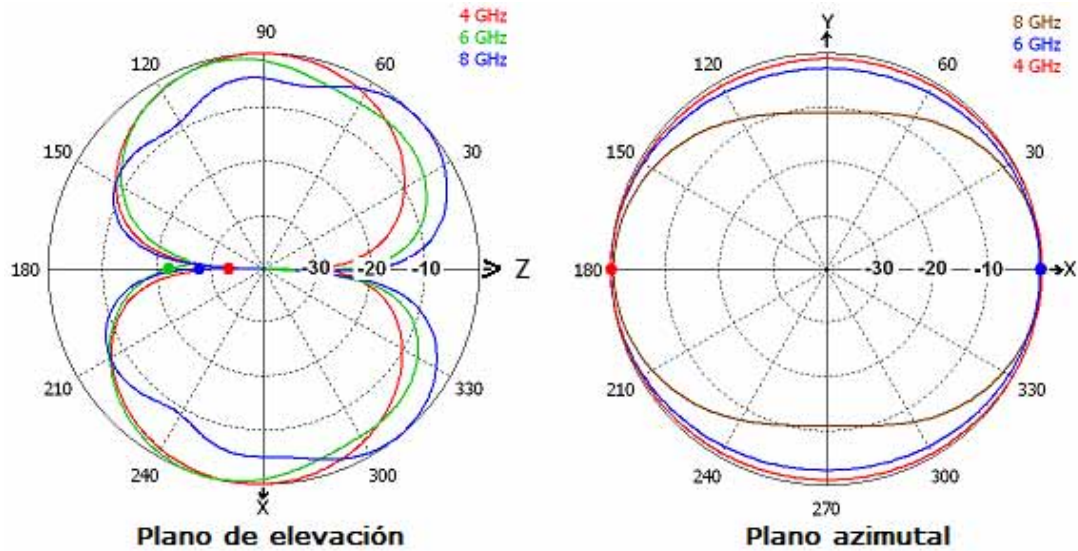


Figura 2.5: Planos de elevación y azimutal de antena UWB a diferentes frecuencias.

La representación en coordenadas cartesianas permite observar los detalles en antenas muy directivas. En la figure 2.6 se puede apreciar el diagrama de radiación de una antena Yagi con este tipo de representación.

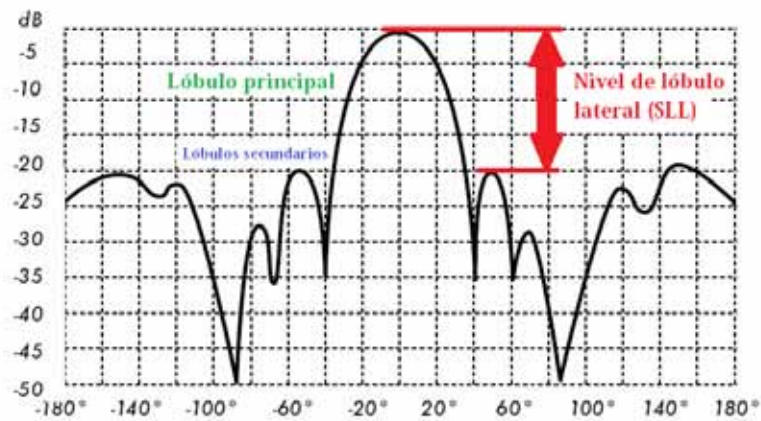


Figura 2.6: Diagrama de radiación de una antena Yagi en coordenadas cartesianas.

La zona en la que la radiación es máxima se denomina **lóbulo principal**. Las zonas que rodean a los máximos de menor amplitud se conocen con el nombre de **lóbulos laterales**. Se puede definir el **lóbulo secundario** como el lóbulo lateral de mayor amplitud.

Algunos parámetros importantes a definir del diagrama son los que se presentan a continuación:

- **Ancho de haz a -3dB**, o separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor de la mitad del máximo.

- **Relación de lóbulo principal a secundario (SLL):** Es el cociente en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor máximo del lóbulo secundario.
- **Relación delante-atrás (D/A):** Cociente en dB entre el valor del diagrama en la dirección del máximo y el valor en la dirección diametralmente opuesta.

Desde el punto de vista del servicio que presta la antena, se puede hablar de tres tipos de diagramas (Figura 2.7): **isotrópico**, **omnidireccional** y **directivo**.

Una antena **isótropa** es una antena ideal que radia la misma intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio. Se dice que un diagrama de radiación es **omnidireccional** si presenta simetría de revolución en torno a un eje.

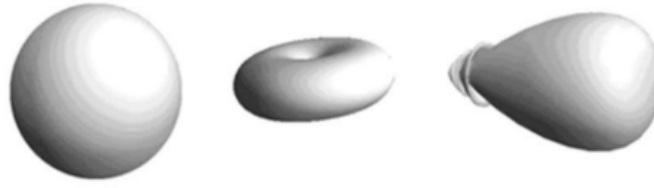


Figura 2.7: Diagramas de radiación isotrópico (izquierda), omnidireccional (centro) y directivo (derecha).

2.3.6. Densidad de potencia radiada

Definiremos la **densidad de potencia radiada** como la potencia por unidad de superficie en una determinada dirección. Las unidades son $\frac{W}{m^2}$.

El sistema de coordenadas utilizado habitualmente es el esférico como se ha comentado en 2.3.5 y tal y como se presenta en la figura 2.8. En este sistema se definen los vectores unitarios \hat{r} , $\hat{\phi}$ y $\hat{\theta}$, que forman una base ortogonal.

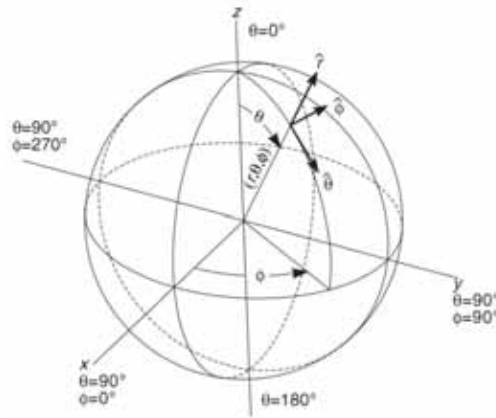


Figura 2.8: Sistema de coordenadas esférico.

La onda electromagnética radiada se compone de un **campo eléctrico** $\vec{E} \left(\frac{V}{m} \right)$ y uno **magnético** $\vec{H} \left(\frac{A}{m} \right)$ (relacionados entre sí por las Ecuaciones de Maxwell).

La **densidad de flujo por unidad de superficie** se obtiene a partir de los valores eficaces de los campos:

$$\mathfrak{P}(\theta, \phi) = \Re(\vec{E} \times \vec{H}) \frac{W}{m^2} \quad (2.13)$$

También se puede calcular a partir de las dos componentes transversales del campo eléctrico:

$$\mathfrak{P}(\theta, \phi) = \frac{E_\theta^2 + E_\phi^2}{\eta}, \eta = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} \quad (2.14)$$

La **potencia radiada** se puede obtener a partir de la densidad de potencia en una superficie esférica que encierre a la antena como sigue:

$$P_r = \int \int_S \mathfrak{P}(\theta, \phi) \cdot d\vec{s} \quad (2.15)$$

$$d\vec{s} = r^2 \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta d\phi \quad (2.16)$$

donde:

P_r es la potencia radiada (W).

\mathfrak{P} es la componente radial del vector de Poynting promedio ($\frac{W}{m^2}$).

$d\vec{s}$ es el elemento infinitesimal del área de la esfera (m^2). Para una mejor comprensión de los diferenciales que intervienen, se presenta la siguiente figura:

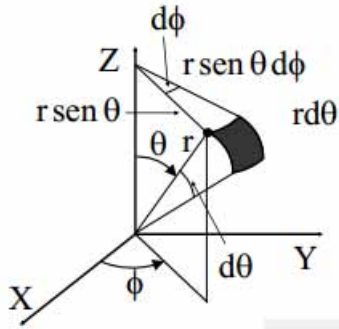


Figura 2.9: Representación del diferencial de ángulo sólido.

2.3.7. Intensidad de radiación

Se puede definir la **intensidad de radiación** como la **potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección**. Las unidades son vatios por esterorradián y a grandes distancias tiene la propiedad de ser independiente de la distancia a la que se encuentre la antena.

Este parámetro permite cuantificar el comportamiento de una antena en lo que se refiere a su capacidad para radiar con una cierta direccionalidad (concentrar energía radiada en ciertas direcciones del espacio).

La relación con la densidad de potencia radiada ($\mathfrak{P}(\theta, \phi)$) es:

$$\mathfrak{U}(\theta, \phi) = \mathfrak{P}(\theta, \phi) \cdot r^2 \quad (2.17)$$

Al igual que en el caso de la densidad de potencia, se puede calcular la potencia total radiada integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio:

$$P_r = \int \int_{4\pi} \mathfrak{U}(\theta, \phi) \cdot d\Omega \quad (2.18)$$

$$d\Omega = \frac{ds}{r^2} = \sin(\theta) \cdot d\theta d\phi \quad (2.19)$$

donde:

P_r es la potencia radiada (W).

\mathfrak{U} es la intensidad de radiación.

$d\Omega$ es el diferencial de ángulo sólido.

Si la antena es isotrópica, la intensidad de radiación será independiente de los ángulos θ y ϕ . Por lo tanto, la potencia radiada por la antena será en este caso:

$$P_r = \int \int_{4\pi} U_0 \cdot d\Omega = 4\pi U_0 \quad (2.20)$$

Despejando, obtenemos la intensidad de radiación en este tipo de antenas:

$$U_0 = \frac{P_r}{4\pi} \quad (2.21)$$

2.3.8. Directividad y ganancia

Se define la **directividad** de una antena como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección del espacio (\mathfrak{U}), a una distancia dada, y la intensidad de radiación que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena (U_0).

$$\mathfrak{D}(\theta, \phi) = \frac{\mathfrak{U}(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi \cdot \mathfrak{U}(\theta, \phi)}{P_r} \quad (2.22)$$

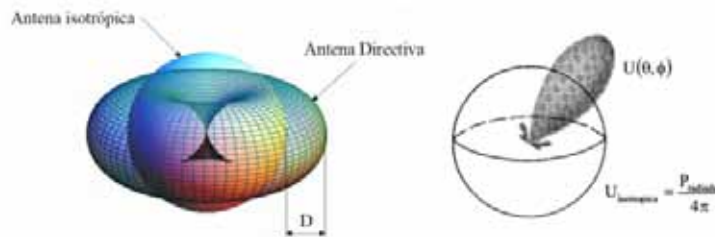


Figura 2.10: Directividad de una antena.

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación. Se expresa en dBi, ya que está referida a la radiación de una antena isotrópica de igual P_r :

$$D_{max} = \frac{4\pi \cdot U_{max}}{P_r} \quad (2.23)$$

En general, la directividad se puede obtener a partir del conocimiento del diagrama de radiación de la antena.

La **ganancia de la antena está directamente relacionada con la directividad**. Se puede decir que se trata de una definición semejante, pero en este caso en lugar de establecer una comparación con la potencia radiada, se establece con la entregada a la antena. Por tanto, se define la ganancia de una antena como el cociente entre la intensidad de radiación en una dirección determinada y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptara la misma potencia de entrada ($P_{entregada}$) que la antena bajo estudio:

$$\mathfrak{G}(\theta, \phi) = \frac{4\pi \cdot \mathfrak{U}(\theta, \phi)}{P_{entregada}} \quad (2.24)$$

Esto permite tener en cuenta las posibles pérdidas en la antena, ya que no toda la potencia entregada es radiada al espacio. Esto nos lleva a la definición de un nuevo parámetro: la **eficiencia de una antena** que relaciona ganancia y directividad.

2.3.9. Rendimiento de radiación o eficiencia de antena

Se define la eficiencia de la antena como la **relación entre la potencia radiada (P_r) y la potencia entregada a la antena ($P_{entregada}$)**.

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_{entregada}} \quad (2.25)$$

Ahora podemos relacionar las ecuaciones 2.22 y 2.24:

$$\mathfrak{G}(\theta, \phi) = \frac{4\pi \cdot \mathfrak{U}(\theta, \phi)}{P_{entregada}} = \eta_r \cdot \left[\frac{4\pi \cdot \mathfrak{U}(\theta, \phi)}{P_r} \right] = \eta_r \cdot \mathfrak{D}(\theta, \phi) \quad (2.26)$$

2.3.10. Polarización

Como ya se ha visto en 2.2, **una antena está diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas**.

Por tanto, en cada punto del espacio existirá un vector de campo $\vec{E}(\vec{r}, t)$ que dependerá de la posición y del tiempo.

La **polarización** viene definida por la trayectoria que describen dichos campos electromagnéticos en función del tiempo, cuando se observa el sentido de propagación de la onda a grandes distancias, es decir, **indica la forma geométrica que traza el extremo del vector campo eléctrico a una cierta distancia de la antena, al variar en el tiempo**. Para ondas con variación temporal sinusoidal esa figura es en general una elipse (*de eje mayor M y eje menor N*): la **elipse de polarización** (Figura 2.11).

Existe un parámetro conocido con el nombre de **Relación Axial** o *Axial Ratio* (AR) que permite conocer el tipo de polarización bajo estudio y que se define como $AR = M/N, 1 \leq AR \leq \infty$, es decir, como el cociente entre el eje mayor y el menor de la elipse de polarización.

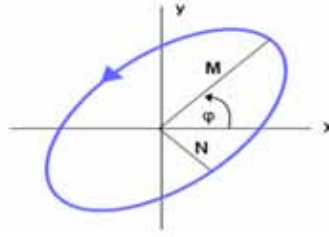


Figura 2.11: Elipse de polarización.

Nos ayudaremos de este parámetro para estudiar dos casos particulares de especial interés:

- **Polarización lineal:** Las variaciones del vector de campo eléctrico están contenidas en una única dirección, de tal forma que la figura trazada es un segmento. Se puede hablar de polarización horizontal o vertical.
En este caso $N=0$, por lo que $AR = \infty$.

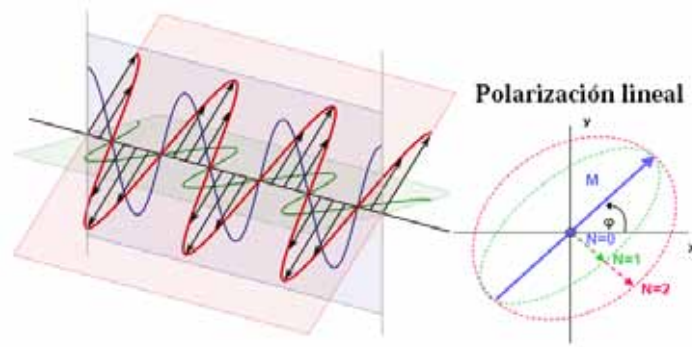


Figura 2.12: Polarización lineal.

- **Polarización circular:** El campo presenta las dos componentes ortogonales de la misma magnitud y el vector de campo eléctrico define una trayectoria circular. El **sentido de giro del campo eléctrico** (para polarización circular o elíptica) se dice que es a derechas si sigue el convenio del avance en la dirección de propagación, o bien si al alejarse la onda de un observador, éste ve rotar el campo en sentido de las agujas de un reloj, y a izquierdas si es el sentido contrario.

En este caso $N=M$, por lo que $AR = 1$.

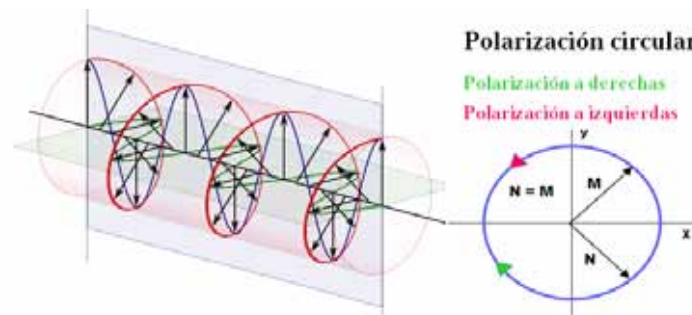


Figura 2.13: Polarización circular.

2.3.11. Ancho de banda

Las antenas están limitadas a funcionar bajo las especificaciones deseadas en una banda o margen de frecuencias delimitado debido a su geometría finita.

Es decir, se puede definir el ancho de banda (BW) como la relación entre el margen de frecuencias y la frecuencia central en que se cumplen las especificaciones deseadas. Se suele expresar en forma de porcentaje:

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} \cdot 100 \quad (2.27)$$

donde f_{max} y f_{min} son las frecuencias máxima y mínima que delimitan el ancho de banda y f_c es la frecuencia central.

A continuación se presenta un pequeño ejemplo de un monopolo lineal con una frecuencia de resonancia de 3.5 GHz. El margen de frecuencias para el que se cumplen las especificaciones deseadas (parámetro de reflexión por debajo de -10 dB) está comprendido entre 3.1 GHz y 4.2 GHz.

Así, su ancho de banda será:

$$BW = \frac{4,2 \text{ GHz} - 3,1 \text{ GHz}}{3,5 \text{ GHz}} \cdot 100 = 31,4 \%$$

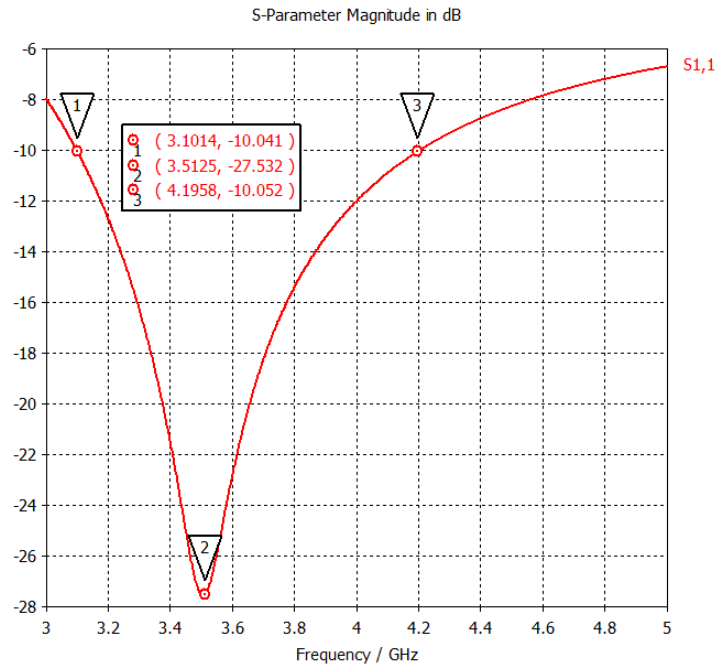


Figura 2.14: Ancho de banda de monopolo lineal centrado en $f=3.5$ GHz.

2.4. Banda de frecuencias

Las bandas de frecuencias son intervalos de frecuencias del espectro electromagnético asignados a diferentes usos de las radiocomunicaciones. Su uso está regulado por la **Unión Internacional de las Telecomunicaciones** (UIT) y abarca el espectro de radiofrecuencia y parte del espectro de microondas.

En función del empleo al que están destinadas, se clasifican las ondas en las siguientes bandas de frecuencias:

Sigla	Denominación	Longitud de onda	Gama de frecuencias	Uso típico
VLF	VERY LOW FREQUENCY (Frecuencia Muy Baja)	30.000 m a 10.000 m	10 KHz a 30 KHz	Enlaces de radio a gran distancia.
LF	LOW FREQUENCY (Frecuencia Baja)	10.000 m a 1.000 m	30 KHz a 300 KHz	Enlaces de radio a gran distancia, ayuda a la navegación aérea y marítima.
MF	MEDIUM FREQUENCY (Frecuencia Media)	1.000 m a 100 m	300 KHz a 3 MHz	Radiodifusión.
HF	HIGH FREQUENCY (Frecuencia Alta)	100 m a 10 m	3 MHz a 30 MHz	Comunicaciones de todo tipo a media y larga distancia.
VHF	VERY HIGH FREQUENCY (Frecuencia Muy Alta)	10 m a 1 m	30 MHz a 300 MHz	Enlaces de radio o corta distancia, televisión, Frecuencia Modulada (FM).
UHF	ULTRA HIGH FREQUENCY (Frecuencia Ultra Alta)	1 m a 10 cm	300 MHz a 3 GHz	Enlaces de radio, ayuda a la navegación aérea, radar, televisión.
SHF	SUPER HIGH FREQUENCY (Frecuencia Super Alta)	10 cm a 1 cm	3 GHz a 30 GHz	Radar, enlaces de radio.
EHF	EXTRA HIGH FREQUENCY (Frecuencia Extra Alta)	1 cm a 1 mm	30 GHz a 300 GHz	Radar, enlaces de radio.

Tabla 2.3: Banda de frecuencias.

Banda	Frecuencia (Mín. - Máx.)	Longitud de onda (Máx. - Mín.)
L	(1 - 2) GHz	(30 - 15) cm
S	(2 - 4) GHz	(15 - 7.5) cm
C	(4 - 8) GHz	(7.5 - 3.75) cm
X	(8 - 12.4) GHz	(3.75 - 2.42) cm
Ku	(12.4 - 18) GHz	(2.42 - 1.66) cm
K	(18 - 26.5) GHz	(1.66 - 1.11) cm
Ka	(26.5 - 40) GHz	(11.1 - 7.5) mm
mm	(40 - 300) GHz	(7.5 - 1) mm

Tabla 2.4: Banda de frecuencias en el rango de las microondas.

2.5. Tipos de antenas

En este apartado se introducirán los cuatro grupos de antenas más comunes atendiendo al modo de radiación:

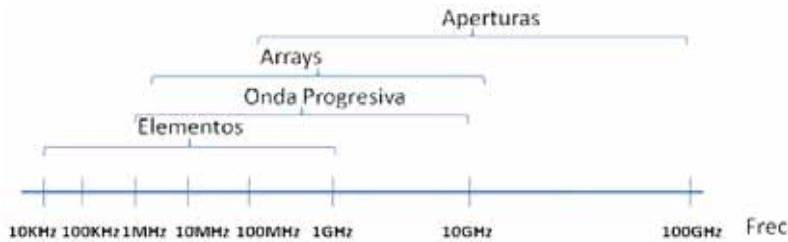


Figura 2.15: Clasificación de las antenas en función de su frecuencia de operación.

2.5.1. Antenas de elementos

Bajo esta denominación se estudian las antenas construidas con hilos conductores eléctricamente delgados (es decir, **conductores de hilo con una sección despreciable en comparación con su longitud de onda**). Ejemplos de antenas de este tipo son los monopolos, los dipolos, las antenas en espira o las antenas helicoidales.

Se utilizan en las bandas MF, HF, VHF y UHF.

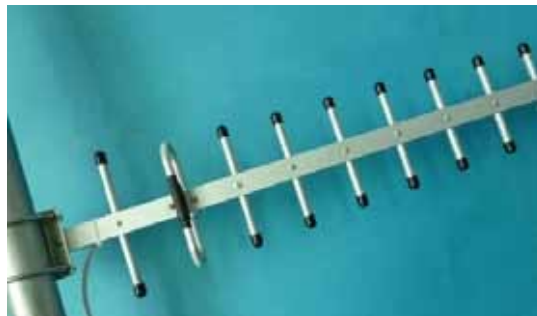


Figura 2.16: Antena de Yagi.

2.5.2. Antenas de onda progresiva

Se basan en generar una onda progresiva sobre una estructura radiante. La onda pierde parte de su potencia por la radiación conforme progresa por la estructura, por lo que en el extremo se instala una carga que recoge la potencia sobrante y evita las reflexiones (Fig. 2.17).

Su uso se ha extendido por su sencillez de montaje, sobre todo en frecuencias de HF y VHF. En frecuencias de UHF y superiores se utilizan estructuras impresas con el mismo principio de onda progresiva.



Figura 2.17: Antena de onda progresiva de un solo hilo.

2.5.3. Antenas de array

Las antenas de array están formadas por un conjunto de dos o más antenas idénticas que, colocadas de la manera adecuada, forman una única antena con un solo diagrama de radiación.

La **característica principal** de los arrays es que su diagrama de radiación **puede adaptarse a distintas necesidades** controlando de manera individual **la amplitud y la fase de la señal que alimenta a cada uno de los elementos del array**.

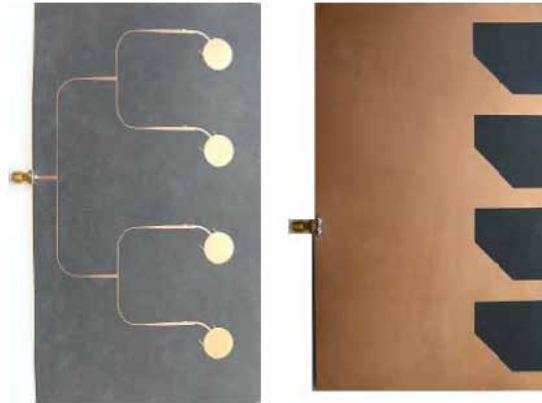


Figura 2.18: Parte superior e inferior de array de 4 elementos UWB.

Tienen una aplicación muy interesante en la construcción de **antenas inteligentes capaces de optimizar automáticamente el diagrama de radiación**.

2.5.4. Antenas de apertura

Las antenas de apertura son las que utilizan superficies o aperturas para **direccionar el haz electromagnético concentrando la emisión y recepción de sus sistema radiante en una dirección determinada**.

Son ejemplos de este tipo las antenas de bocina (Fig. 2.19a) o las parabólicas (Fig. 2.19b).



(a) Antena de bocina.



(b) Antena parabólica.

Figura 2.19: Antenas de apertura.

2.6. Elementos radiantes

Los elementos radiantes de una antena pueden tener múltiples diseños y configuraciones. En este apartado se presentarán algunos de los más importantes.

2.6.1. Parches

Las antenas de tipo parche (también denominadas antenas microstrip) se diseñan a partir de líneas de transmisión o resonadores sobre un sustrato dieléctrico. Para ello, **se eligen las dimensiones de la estructura de forma que se disipe potencia en forma de radiación.**

Tal y como se muestra en la Figura 2.20, la estructura consiste en un parche metálico de dimensiones comparables a λ sobre un sustrato dieléctrico. La parte inferior de la estructura estará formada por un plano de masa. El grosor oscila entre $0,003\lambda$ y $0,05\lambda$ y la constante dieléctrica (ϵ_r) suele tomar valores típicos entre 2 y 12.

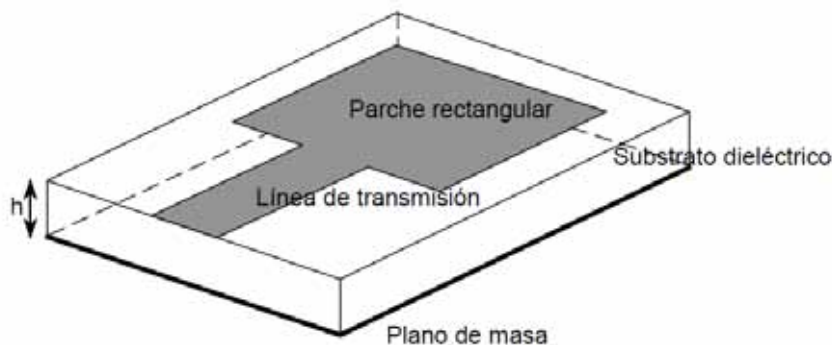


Figura 2.20: Estructura de un parche radiante.

Entre las **ventajas** de este tipo de antenas se encuentran su fabricación sencilla y barata, son robustas y combinables con circuitos integrados de microondas y se puede diseñar para trabajar a diversas frecuencias y con distintas polarizaciones. Sin embargo, también presentan algunos **inconvenientes**: baja eficiencia, limitada potencia, alto factor de calidad, pobre pureza de polarización, banda estrecha y la radiación de las líneas puede modificar los parámetros de las antenas.

Alimentación

Los parches se pueden alimentar de diferentes formas:

- **Mediante línea de transmisión** en el mismo plano del parche, una de las formas más habituales (Fig. 2.21a).
- **A través de un conector coaxial** (Fig. 2.21b). Este tipo de alimentación también es bastante frecuente, sobre todo en antenas poco directivas.
- **Acoplamiento por proximidad** de una estructura multicapa (Fig. 2.21c).
- **Acoplamiento a través de una ranura** (Fig. 2.24).

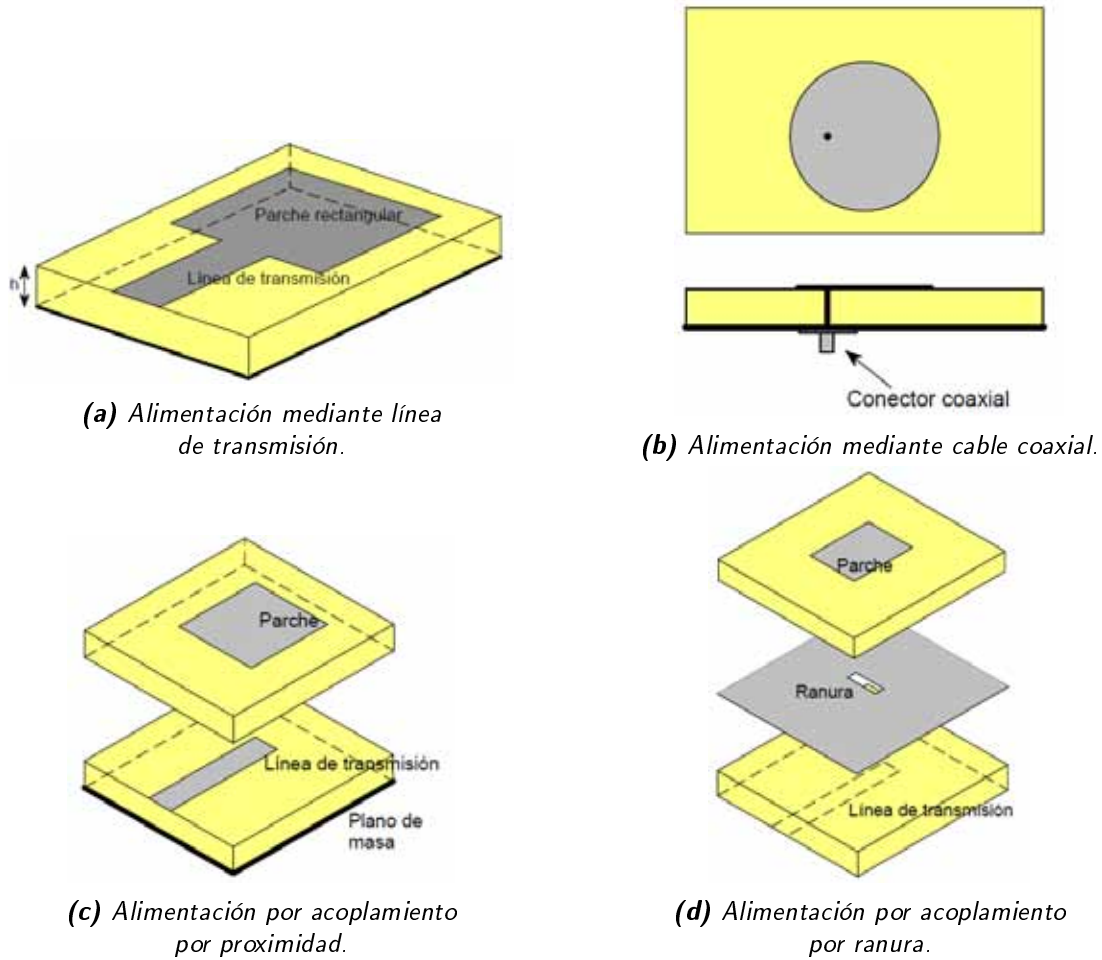


Figura 2.21: Tipos de alimentación para parches.

Formas

Los parches pueden ser de formas muy diversas (Figura 2.22). Las geometrías más habituales son las circulares y las rectangulares. Otras menos habituales son las elípticas, triangulares o en forma de anillo.

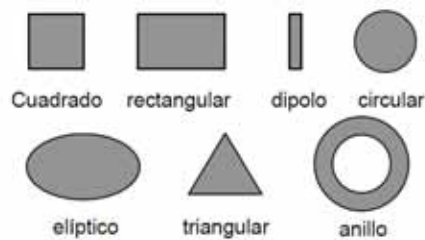


Figura 2.22: Formas de parches.

2.6.2. Ranuras

Una ranura es una apertura en un plano de masa en la que una de las dos dimensiones es pequeña comparada con la longitud de onda y la otra debe ser ligeramente inferior a $\lambda/2$ para conseguir resonancia.

Son el equivalente eléctrico a un dipolo de longitud equivalente y se utilizan en aviones en los que no es fácil montar nada que sobresalga del fuselaje del avión por las velocidades a las que se mueven y la resistencia del aire.

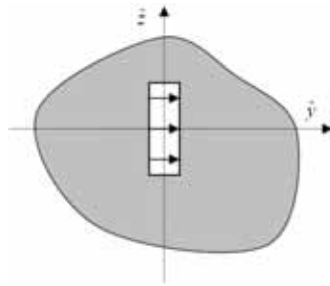
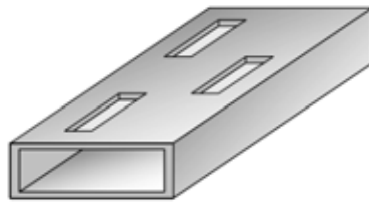


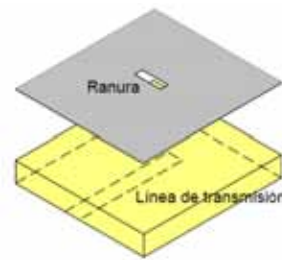
Figura 2.23: Esquema de una ranura.

Alimentación

- **Guías de onda** (Fig. 2.24a): Las ranuras interrumpen el paso de las corrientes, siendo el acoplamiento entre la ranura y la guía proporcional a ese efecto. Una ranura acoplará más potencia cuanto más perpendicular se encuentre su dimensión mayor a las líneas de densidad de corriente que circulan por la guía de onda.
- **Líneas microstrip** (Fig. 2.24b): La ranura se sitúa en el plano de masa y la línea tiene un circuito abierto a una distancia $\lambda/4$ de la ranura.



(a) Alimentación por guía de onda.



(b) Alimentación por línea microstrip.

Figura 2.24: Tipos de alimentación para ranuras.

2.6.3. Monopolos en tecnología impresa

En este PFC se diseñarán monopolos en tecnología impresa alimentados mediante línea microstrip o CPW (puede consultarse información al respecto en las secciones 2.9 y 2.8 respectivamente).

Una de las ventajas del uso de este tipo de antenas es el aumento del volumen del elemento radiante. Al aumentar el volumen, **aumenta el ancho de banda de la antena**.

Otro aspecto a destacar es que **en este proyecto se buscan antenas omnidireccionales en el plano horizontal**, por lo que **el plano de masa no debe encontrarse debajo del parche** (no como ocurría en el caso de los parches presentados en 2.6.1).

En una antena lineal (un cable sería el caso más sencillo), un monopolo de longitud $\lambda/4$ resuena a la frecuencia correspondiente a esa longitud de onda. En la Figura 2.25 se presenta un ejemplo de este tipo de antenas resonando a 3.5 GHz. Está formada por un conector coaxial que ejerce de línea de transmisión, un plano de masa circular y un elemento metálico radiante.

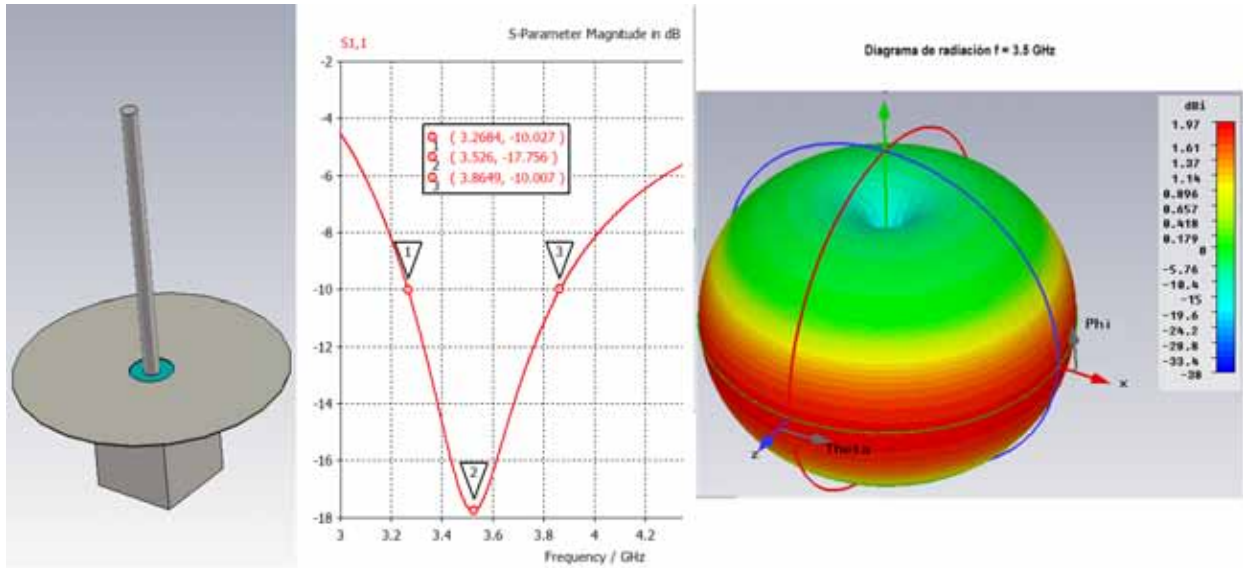


Figura 2.25: Monopolo lineal con frecuencia de resonancia a 3.5 GHz.

La longitud aproximada de ese elemento radiante se calcula de la siguiente forma:

$$l = \lambda/4 = \frac{c}{4 \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{4 \cdot 3,5 \cdot 10^9 \text{ s}^{-1}} = 0,0214 \text{ m} = 21,4 \text{ mm} \quad (2.28)$$

Como se aprecia en la Fig. 2.25, con este tipo de antena se consigue un ancho de banda a -10 dB de unos 600 MHz.

Es posible conseguir un ancho de banda algo mayor aumentando el diámetro del elemento radiante. En la Figura 2.26 se observa que en este caso el ancho de banda a -10 dB aumenta a 1 GHz.

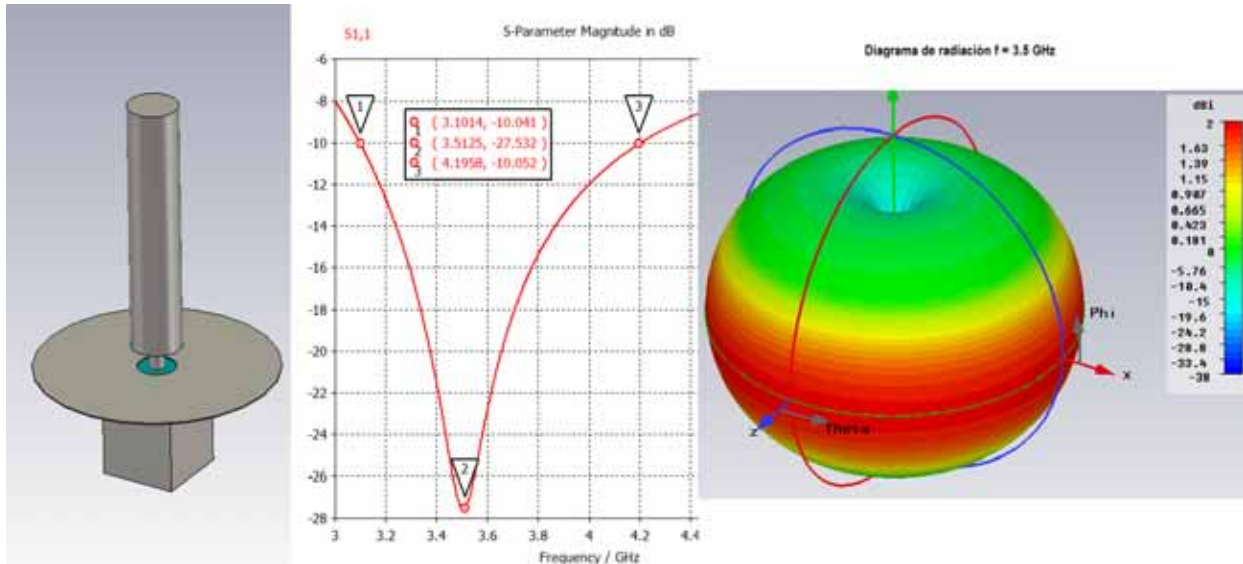


Figura 2.26: Monopolo lineal con frecuencia de resonancia a 3.5 GHz con mayor diámetro de elemento radiante.

Sin embargo, y como se ha comentado anteriormente en este apartado, con las antenas impresas el ancho de banda será bastante mayor. En la Figura 2.27 se presenta un monopolo circular en el que el ancho de banda a -10 dB está en torno a los 7.6 GHz.

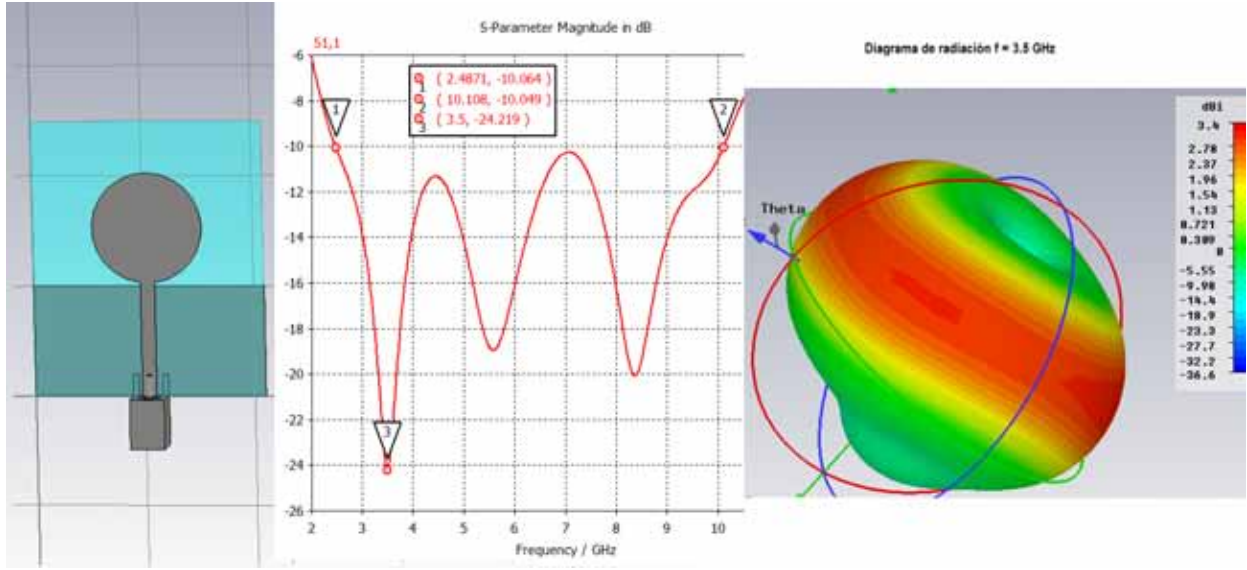


Figura 2.27: Monopolo circular en tecnología impresa con frecuencia de resonancia de 3.5 GHz.

En este caso la longitud obtenida en la ecuación 2.28 corresponde aproximadamente al diámetro del elemento circular radiante y el diagrama de radiación es omnidireccional en el plano horizontal tal y como se requería.

2.7. Arrays de antenas

El diagrama de radiación de un elemento suele ser relativamente ancho y proporciona niveles bajos de ganancia. Muchas aplicaciones requieren antenas de alta ganancia y gran directividad para comunicaciones de larga distancia. Esto se puede conseguir de dos formas: aumentando el tamaño de la antena o mediante el acoplamiento de varios elementos radiantes.

Un array es, por tanto, **una agrupación de antenas (todas ellas alimentadas desde unos terminales comunes) que radian o reciben por tanto de modo conjunto**. Los elementos de un array son alimentados con amplitudes y fases adecuadas de modo que los campos radiados por el conjunto proporcionan el diagrama deseado.

El array quedará definido por el vector de posición (\vec{r}_i), las corrientes de alimentación (I_i) y el diagrama de radiación de cada uno de los elementos que lo integran ($\vec{E}_i(\theta, \phi)$):

$$\vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} \quad (2.29)$$

El campo radiado por el array se calculará como la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos por separado:

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{i=1}^N A_i \cdot e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot F_A(\theta, \phi) \quad (2.30)$$

donde $F_A(\theta, \phi)$ recibe el nombre de Factor de Array.

Si se quiere obtener un diagrama de radiación muy directivo será necesario que los campos interfirieran constructivamente en las direcciones deseadas. Esto se controla mediante cinco parámetros básicos:

- Posición geométrica de los elementos en el array.
- Posición relativa entre los elementos.
- Amplitud de alimentación de cada elemento.
- Fase de alimentación de cada elemento.
- Diagrama de radiación del elemento radiante.

Existen diferentes tipos de clasificaciones de las agrupaciones (según su geometría, elementos, red, aplicación, etc). La clasificación más sencilla de los arrays se realiza atendiendo a su geometría. En este caso nos podemos encontrar con arrays lineales, planos y conformados:

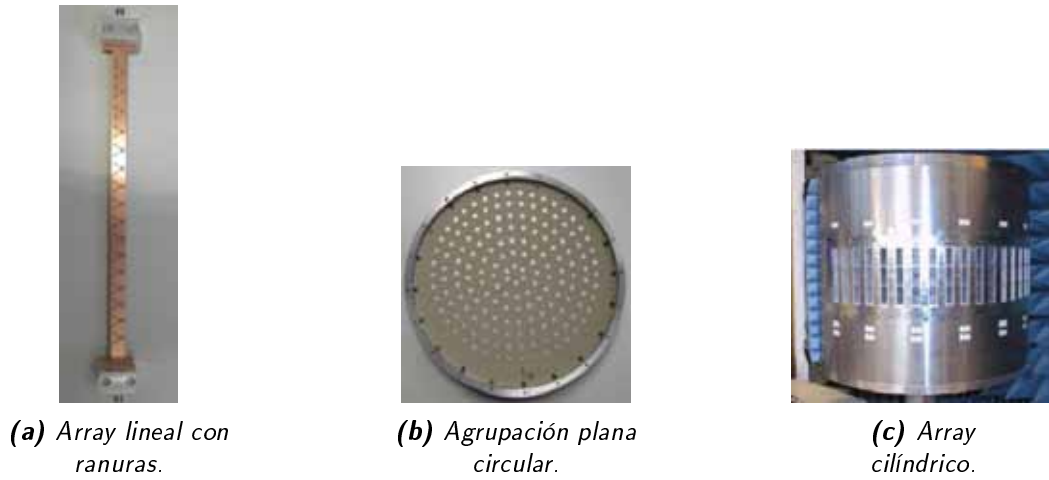


Figura 2.28: Ejemplos de diferentes antenas de array.

2.7.1. Arrays lineales

En las agrupaciones lineales **N elementos** se agrupan a lo largo de una **línea recta**, permitiendo controlar el diagrama de radiación en el plano que contiene la línea. Se pueden distinguir dos tipos dependiendo de la separación que existe entre los elementos: **equiespaciados** o **no equiespaciados**.

La forma más sencilla de situar los elementos es equiespaciados una distancia d (Figura 2.30). La longitud total de la antena en ese caso será $L = N \cdot d$. La distancia entre los elementos debe ser $\lambda/2 < d < \lambda$ para evitar que aparezcan lóbulos de difracción.

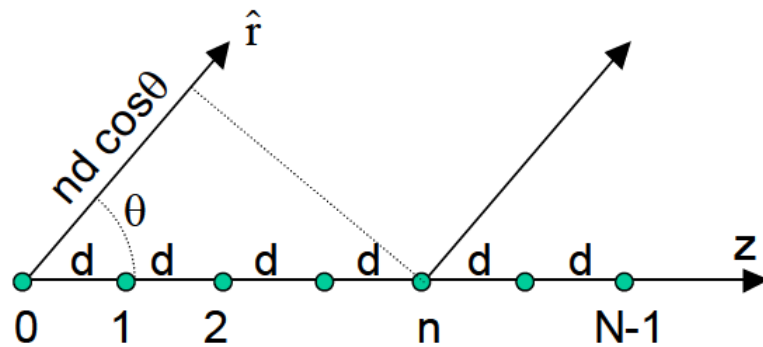


Figura 2.29: Array lineal con N elementos equiespaciados y separados por una distancia d .

El Factor de Array vendrá dado por:

$$\left. \begin{aligned} \vec{r}_i &= i \cdot d \cdot \hat{z} \rightarrow \hat{r} \cdot \vec{r}_i = i \cdot d \cdot \cos \theta \\ A_i &= a_i \cdot e^{j\alpha_i} \end{aligned} \right\} F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N A_i \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \sum_{i=1}^N a_i \cdot e^{j(i \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos \theta + \alpha_i)} \quad (2.31)$$

Las leyes de excitación más utilizadas para este tipo de arrays son las siguientes:

- Fase progresiva: $A_i = a_i \cdot e^{j(i\alpha)}$
- Amplitud y fase uniformes: $A_i = 1 \forall i$
- Amplitud uniforme y fase progresiva: $A_i = a_i \cdot e^{j(i\alpha)}$
- Amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.

En este PFC se llevará a cabo el diseño y construcción de un array lineal de cuatro elementos equiespaciados con una ley de excitación con amplitud y fase uniforme.

2.7.2. Arrays planos

En una agrupación plana los elementos se sitúan en dos dimensiones sobre un plano, permitiendo mayor directividad y control del diagrama. Ofrecen más versatilidad que los lineales ya que pueden proporcionar diagramas que apunten en cualquier dirección del espacio.

El Factor de Array se define según:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_{mn}} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} \cdot e^{j \cdot m \cdot k_0 \cdot d_x \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi} \cdot e^{j \cdot n \cdot k_0 \cdot d_y \cdot \sin \theta \cdot \sin \phi} \quad (2.32)$$

En la mayoría de los casos, los elementos están separados una distancia fija d_x en el eje X y d_y en el eje Y.

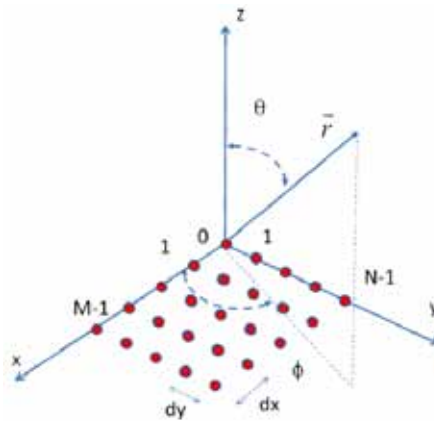


Figura 2.30: Retícula de $M \times N$ elementos dispuestos en el plano XY.

2.7.3. Arrays de Exploración (Phased Arrays)

En este tipo de arrays los elementos tienen una amplitud de alimentación uniforme y será la fase de los elementos la que controle el diagrama de radiación.

Se puede barrer todo un plano φ con un array lineal variando el desfase progresivo α , o variando α_x y α_y para arrays planos.

2.8. Teoría Microstrip

En esta sección se describen algunos conceptos básicos y ecuaciones de las líneas microstrip que serán útiles para el posterior diseño de las antenas de UWB de este proyecto.

2.8.1. Concepto y características

La línea microstrip es un tipo de línea de transmisión que se utiliza para transmitir señales de microondas. Consiste en una pista conductora **de espesor t y anchura w** (tira metálica muy fina respecto a longitud de onda que se propaga por ella, λ) colocada en un lado de un sustrato dieléctrico, que tiene un plano de masa en el otro lado. Tal y como se detalla en la Figura 2.31, el sustrato tiene una altura h y constante dieléctrica ϵ_r .

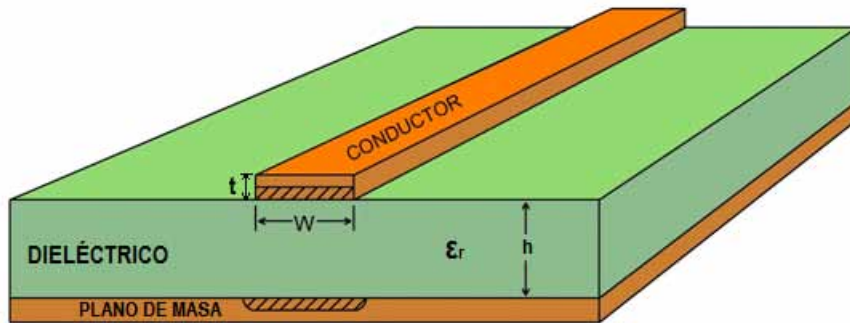


Figura 2.31: Diagrama de línea microstrip con parámetros fundamentales.

Una **ventaja importante** de utilizar esta línea es que **las longitudes se reducen considerablemente comparadas con sus valores en el espacio libre** debido al confinamiento de campos en el sustrato. **Otra ventaja es que son mucho más baratas que la tecnología de guía de onda.** Pueden ser construidas utilizando placas de circuito impreso (PCB) con materiales de bajo coste. Sin embargo, tienen poca capacidad para el manejo de energía y, normalmente, tienen mayores pérdidas que la tecnología tradicional.

Toda línea de transmisión uniformemente llena con un dieléctrico soporta un modo bien definido (TEM para una línea coaxial, TE o TM para una guía de ondas, etc). En cambio, las líneas de transmisión parcialmente llenas no soportan un único modo de propagación. **En el caso de la microstrip, el cambio abrupto aire-dieléctrico impide que existan modos TEM, TE o TM puros** (Figura 2.32). La aplicación de técnicas numéricas de cálculo permite determinar la distribución de campos en la misma, observándose que la mayor parte de energía se propaga a lo largo de la línea y que la distribución de campos es muy parecida a la del modo TEM. Es decir, la mayoría de las líneas de campo se encuentran en la región del dieléctrico pero algunas de ellas quedan por encima del sustrato. **Es por ello que se dice que en las líneas microstrip se propagan modos cuasi-TEM.**

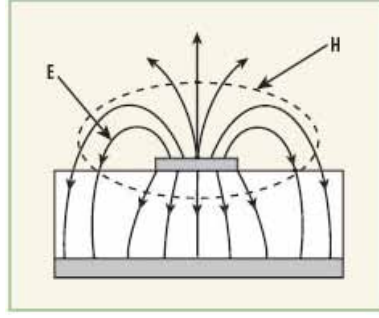


Figura 2.32: Propagación de los campos en una línea microstrip.

2.8.2. Constante dieléctrica efectiva y longitud de onda

La presencia de dos dieléctricos (el aire y el sustrato) hace que la tecnología microstrip cuente con una **constante dieléctrica efectiva** $\epsilon_{r_{eff}}$ que se calcula de la siguiente manera:

$$\epsilon_{r_{eff}} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-0,5} + 0,04 \cdot \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right]; & \frac{W}{h} < 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-0,5}; & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.33)$$

Una vez que se ha determinado la constante dieléctrica efectiva, se puede obtener la **longitud de onda** de la línea microstrip:

$$\lambda_{\mu strip} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \quad (2.34)$$

2.8.3. Alimentación Microstrip

La forma más habitual de alimentar una línea microstrip es mediante conectores coaxiales insertados verticalmente en el sustrato o soldados horizontalmente sobre la línea:

- **Sonda coaxial vertical:** El conector coaxial entra verticalmente en el sustrato. El conductor exterior se conecta a la placa de masa y el conductor interno se extiende hasta la pista. La posición del conector respecto del final de la pista puede ser controlada para adaptar la impedancia de entrada.

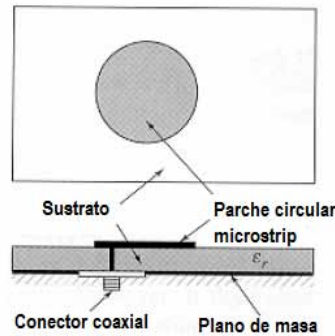


Figura 2.33: Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip.

- **Coaxial horizontal:** Basta con conectar el conductor externo del coaxial al plano de masa y colocar el alma sobre la pista. Se trata de una transición de alimentación muy sencilla de construir. Sin embargo, puede provocar muchas pérdidas por radiaciones inesperadas hacia el exterior en aplicaciones de alta frecuencia al encontrarse el alma del conector desprotegida.

Éste será el tipo de alimentación que utilizaremos para las antenas de este PFC.

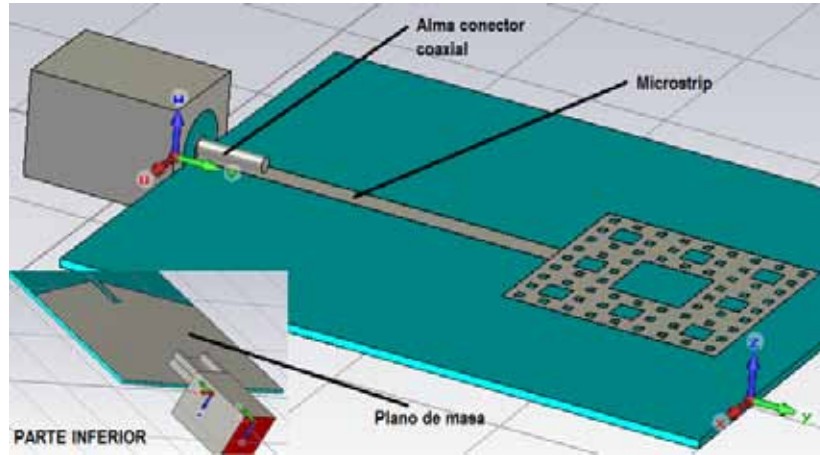


Figura 2.34: Alimentación por sonda coaxial horizontal de la línea microstrip.

2.9. Teoría Línea Coplanar (CPW)

En la guía de onda coplanar los planos de tierra están al lado del conductor en lugar de estar abajo como en la línea de microstrip, como se puede observar en la Figura 2.35:

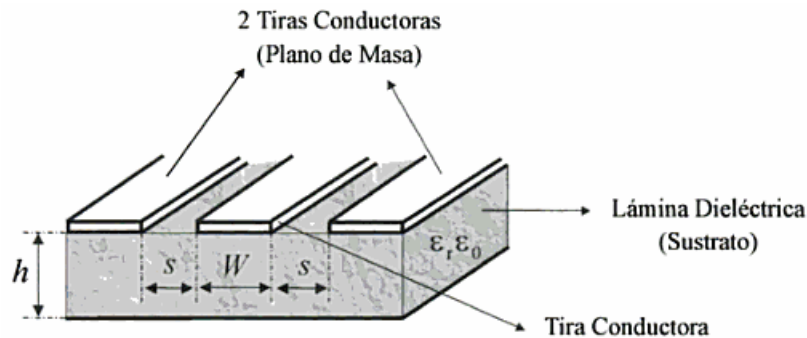


Figura 2.35: Parámetros de una línea coplanar.

Los parámetros de diseño de esta línea son la anchura de la tira metálica central (W), y el equiespaciado que existe entre dicha tira y las dos tiras laterales que definen el plano de masa (s). Presentan, por tanto, dos grados de libertad a la hora de obtener una determinada impedancia característica (Z_0).

Una de las ventajas que presenta esta configuración es la facilidad para realizar conexiones a tierra. Una segunda ventaja es que permite utilizar impedancias de línea muy bajas (inalcanzables si se utiliza microstrip, ya que las líneas deberían ser de un ancho muy poco factible). Presentan menor dispersión que en el caso de las líneas microstrip, lo que permite implementar circuitos que trabajen a frecuencias mayores. Los planos de masa sirven como protección frente al acoplamiento con otras líneas adyacentes.

Existe una variante llamada *Grounded Coplanar Waveguide* (GCPW) que incluye otro plano de masa en el plano inferior.

2.10. Herramientas de diseño y simulación

En este apartado se detallan las diferentes herramientas de diseño y simulación utilizadas en este PFC.

2.10.1. CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es una herramienta creada por la empresa CST y diseñada para la simulación electromagnética en tres dimensiones de componentes de alta frecuencia.

Ha sido la herramienta fundamental en la realización de este PFC y se ha utilizado la versión 2010 disponible en el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

El programa cuenta con un análisis rápido y preciso de aparatos de alta frecuencia tales como antenas, filtros, estructuras de diversas capas, etc. También ofrece un amplio vistazo al comportamiento electromagnético de los diseños de alta frecuencia y promueve una tecnología completa y de alta calidad electromagnética en 3D. Permite por otro lado la importación y exportación de archivos CAD específicos, lo que mejora la posibilidades de diseño y permite un gran ahorro de tiempo. Además, este tipo de ficheros son necesarios para el procesado y la posterior construcción de los circuitos diseñados.

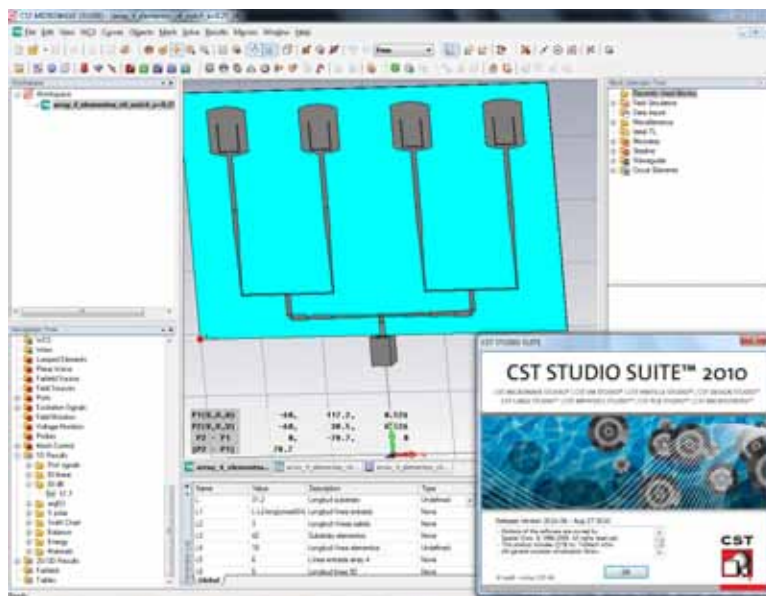


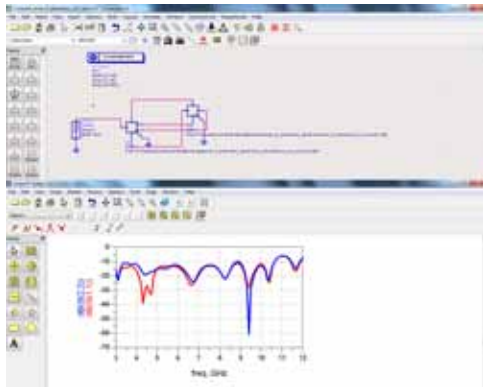
Figura 2.36: Imagen de la interfaz de trabajo de CST Microwave Studio.

2.10.2. Advanced Design System (ADS)

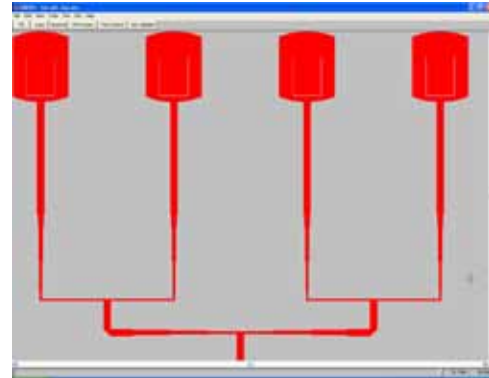
Advanced Design System (ADS) es un programa de simulación circuital creado por *Agilent Technologies* para una gran variedad de dispositivos de telecomunicaciones, tales como amplificadores, líneas de transmisión, filtros, resonadores, osciladores, etc.

Se ha utilizado la versión 2008 disponible en el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

El software lleva a cabo **simulaciones de gran precisión a nivel de circuitos**. El usuario puede trabajar con circuitos y comprobar los resultados de las simulaciones. Otra de las ventajas que ofrece este software al usuario es la de **poder examinar cómo será su circuito físicamente a partir de los elementos que lo integran**. ADS también permite la **importación/exportación de diversos tipos de ficheros**, tales como archivos CAD, TOUCHSTONE (parámetros S), etc. **Esto ha sido fundamental para el tratamiento de los diseños a nivel físico y para la generación de los archivos Gerber** (formato de impresión creado por Gerber System Corporation) **necesarios para la construcción de los circuitos impresos de este PFC**.



(a) Imagen de la interfaz de trabajo de ADS.



(b) Imagen de la interfaz de generación de Gerbers.

Figura 2.37: Ejemplos de la interfaz de ADS.

2.10.3. Ensemble 1D Array Synthesis

El software Ensemble 1D Array Synthesis es un programa muy sencillo, pero eficaz, de **modelado de arrays lineales de una sola dimensión**. El programa muestra el diagrama de radiación normalizado del array, dado el número de elementos que lo forman y su distribución, así como la amplitud y la fase de cada uno de dichos elementos.

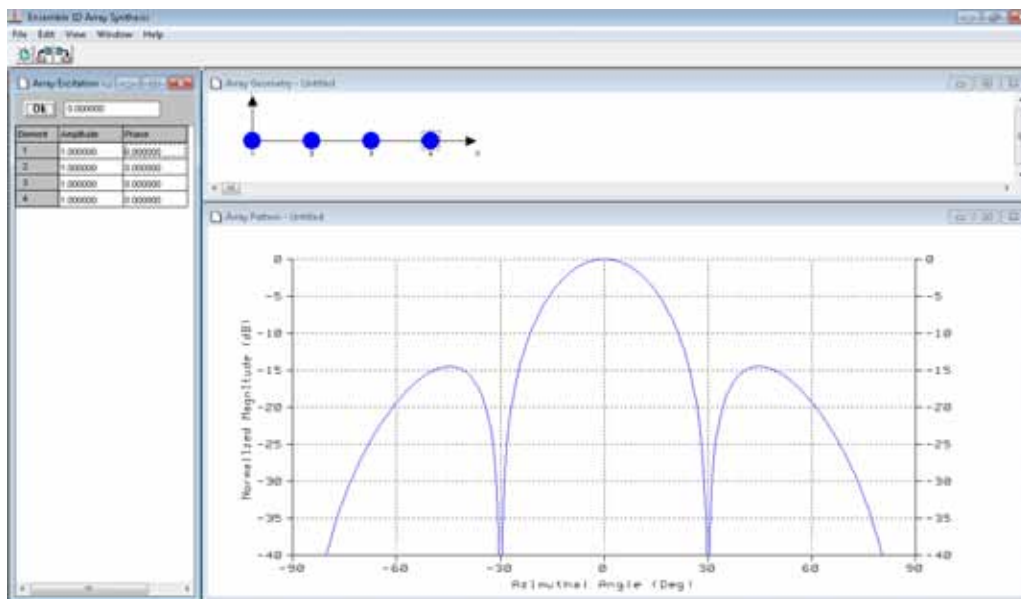


Figura 2.38: Imagen de la interfaz de trabajo de Ensemble 1D Array Synthesis.

3

Tecnología UWB

Hoy en día, **las comunicaciones constituyen uno de los factores más importantes para unir al mundo y sobre todo para mantenernos conectados unos con otros**. La necesidad de las personas de estar al tanto de las últimas noticias ha hecho que los dispositivos y las tecnologías que hacen todo esto posible tengan que aumentar y optimizar al máximo sus prestaciones con el fin de estar sufriendo constantemente la demanda que los usuarios dan.

Las tecnologías inalámbricas de área local más utilizadas en la actualidad (como *Wi-Fi* o *Bluetooth*) fueron desarrolladas con el objetivo de interconectar sin hilos distintos dispositivos a unas velocidades moderadas y en un entorno de cortas distancias. Entre las **limitaciones** más destacadas de estas tecnologías están la **baja velocidad de transmisión, la autonomía de funcionamiento y la seguridad**.

La tecnología Ultra Wide-Band (o banda ultraancha) nace con el fin de mejorar notablemente estas deficiencias. Se ha usado en áreas relacionadas con radar, detección y comunicaciones militares en los últimos años y a pesar de ser nueva en el ámbito civil es una tecnología con gran tradición en el campo militar. Es por ello que se trata de una tecnología muy probada en muchas aplicaciones y diversos escenarios (algunos de los cuales se corresponden con los requisitos que exigen las nuevas generaciones de sistemas móviles de comunicaciones personales y entre dispositivos).

3.1. Introducción

Los sistemas UWB se han basado históricamente en señales tipo radar (*impulse radio*) en forma de monociclos de muy corta duración (típicamente unos pocos nanosegundos) con una energía relativamente pequeña. Esta transmisión puede efectuarse sin portadora y, por tanto, no se necesitan dispositivos adicionales para implementar el sistema, lo que permite que el precio de su instalación sea muy inferior al correspondiente para un sistema de RF con portadora.

Estos sistemas tuvieron su origen en torno a 1900 cuando Marconi inventó el primer aparato de comunicación por radio que no tardó en ser sustituido por nuevos dispositivos más eficientes creados por Lee De Forest (1906).

El concepto se reinauguró después de la Segunda Guerra Mundial por el intento continuo de mejora de las comunicaciones de larga distancia.

En torno a 1980 el organismo regulador de las telecomunicaciones en Estados Unidos, la FCC (Comisión Federal de Comunicaciones), estableció la banda ISM (reservada internacionalmente para uso no comercial de radiofrecuencia). Como consecuencia de esto, se produjo un crecimiento importante de WLAN y Wi-Fi (*Wireless Fidelity*).

En febrero de 2002 comienza un **especial interés** en este tipo de tecnología cuando la FCC emitió una resolución que permitía el **uso de UWB para comunicaciones de datos en el ámbito civil**, fijando una banda que se extiende desde 3.1 GHz hasta los 10.6 GHz con una densidad espectral de potencia de emisión máxima de -41.3 dBm/MHz [4]. Sin embargo, según la FCC cualquier señal que ocupe al menos 500 MHz de espectro puede ser utilizada en este tipo de sistemas. Esto significa que UWB no está restringido a impulsos de radio, aplica también a cualquier tecnología que use estos 500 MHz del espectro y que cumpla el resto de requerimientos de UWB.

Desde entonces, la tecnología UWB ha experimentado un gran avance ya que puede suponer el futuro de comunicaciones inalámbricas con tasas binarias muy altas. Además, es cierto que inicialmente los equipos eran bastante caros debido a la utilización de componentes discretos en los circuitos pero esto ha cambiado radicalmente con la aparición de los circuitos integrados.

La limitación de potencia impuesta por la FCC sobre las especificaciones de UWB hace que el alcance de estos sistemas sea bastante reducido, lo que supone una ventaja cuando lo que se desea es combinar varios radioenlaces en un espacio relativamente pequeño.

En la Figura 3.1 se presenta una comparativa de los sistemas inalámbricos actuales en la que se analizan dos características fundamentales: velocidad de transmisión y alcance [5].

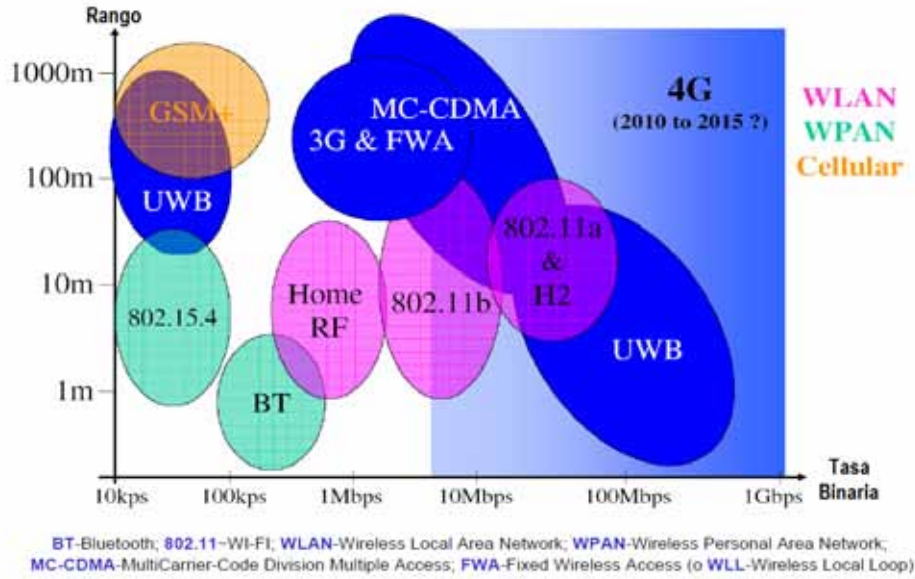


Figura 3.1: Comparación de las diferentes tecnologías inalámbricas.

3.2. Fundamentos de la tecnología

Como se ha mencionado anteriormente, UWB opera en un gran ancho de banda y, como consecuencia, debe compartir el espectro con otros sistemas de comunicación existentes que pueden dar lugar a interferencias. Es por ello que debe existir una regulación para tener definidas y cuantificadas todas las características del sistema.

3.2.1. Definición

Según lo establecido por el FCC en el año 2002 [4], cualquier señal que cumpla una de las dos condiciones siguientes (3.1,3.2) forma parte de un sistema UWB:

$$BW > 500 \text{ MHz} \quad (3.1)$$

$$B_f \geq 0,2 \quad (3.2)$$

donde B_f se denomina **ancho de banda fraccionado** y se define como el resultado de la división entre el ancho de banda absoluto (B) y la frecuencia central del intervalo (f_c) según la ecuación 3.3:

$$B_f = \frac{B}{f_c} = \frac{f_H - f_L}{(f_H + f_L)/2} \quad (3.3)$$

La primera condición (3.1) hace referencia al **ancho de banda absoluto**, B , que debe ser mayor de 500 MHz:

$$B = f_H - f_L > 500 \text{ MHz}$$

donde f_H y f_L son los límites superior e inferior del rango frecuencial.

La segunda condición (3.2) hace referencia a que el ancho de banda fraccionado entre puntos a 10 dB ha de ser mayor o igual que el 20 %.

En función de este ancho de banda, se tienen distintos tipos de sistemas tal y como se muestra en la Figura 3.2:

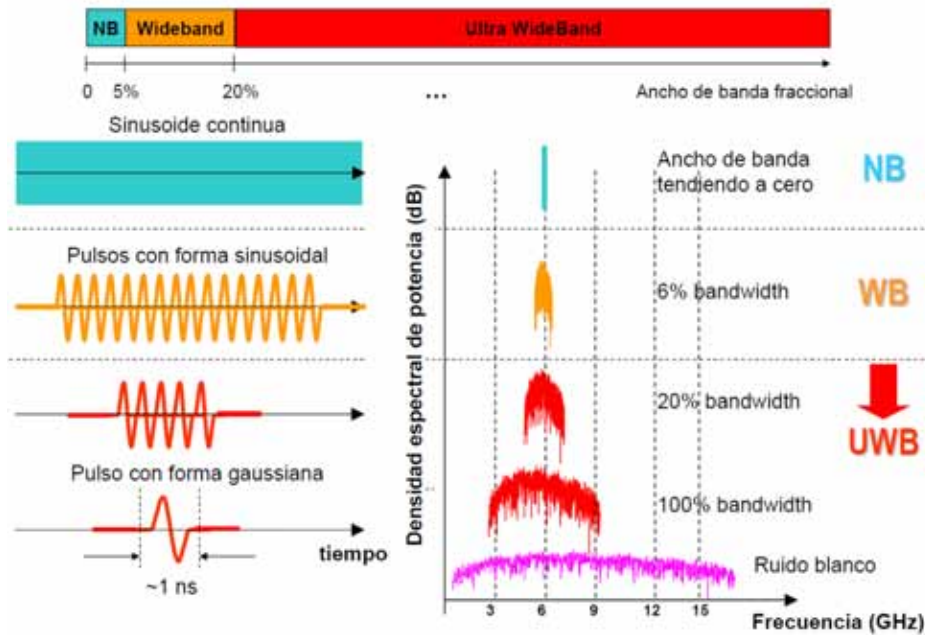


Figura 3.2: Tipos de sistemas en función del ancho de banda fraccional.

3.2.2. Asignación de banda

Como se ha comentado anteriormente, la banda de un sistema UWB cubre 7.5 GHz del espectro. Para utilizar una banda tan ancha se pueden utilizar dos aproximaciones: **esquema multibanda** y **esquema banda única**.

Los sistemas UWB basados en impulsos de radio que se comentaron en apartados anteriores están basados en sistemas de banda única (*single-band systems*). Se trata de transmitir pulsos diseñados para cubrir todo la banda de UWB. En este caso los datos se modulan normalmente utilizando PPM (Figura 3.5a) y se soportan múltiples usuarios utilizando una técnica de acceso conocida como *Time-Hopping* (Figura 3.3).

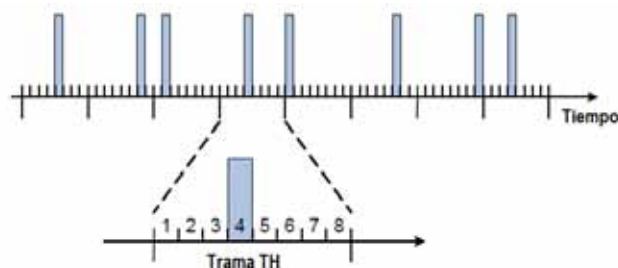


Figura 3.3: Concepto de salto de tiempo.

En la Figura 3.3 se presenta un ejemplo de la técnica de acceso basada en **saltos de tiempo**. En cada trama, hay ocho ranuras asignadas a ocho usuarios. Para cada usuario, la señal UWB se transmite a una ranura específica determinada por una secuencia pseudo-aleatoria.

En el esquema multibanda se consigue el acceso múltiple mediante **saltos de frecuencia**, FH (*Frequency-Hopping*).

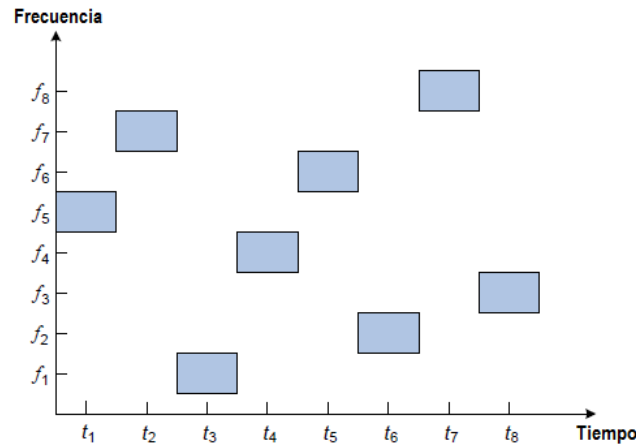


Figura 3.4: Concepto de salto de frecuencia.

Como se puede observar en la Figura 3.4, esta técnica consiste en transmitir segmentos temporales de la señal en distintas frecuencias portadoras, siguiendo un patrón de cambio pseudo-aleatorio.

Para el caso de banda única, la señal en forma de pulso transmitida tiene una duración muy corta. Esto hace necesario el uso de circuitos que sean capaces de conmutar muy rápidamente. Por otro lado, el sistema multibanda necesita un generador de señal que sea capaz de conmutar rápidamente entre las diferentes frecuencias.

Los sistemas de banda única pueden hacer frente más fácilmente al multitrayecto comparados con los sistemas multibanda porque utilizan transmisiones discontinuas de pulsos muy cortos y normalmente la duración de ese pulso es menor que el retardo debido al multitrayecto. Sin embargo, en los sistemas multibanda las diferentes sub-bandas mejoran el comportamiento del sistema.

Además, los sistemas multibanda proporcionan robustez frente a la interferencia y permite la coexistencia de diferentes sistemas. Por ejemplo, cuando el sistema detecta la presencia de otros sistemas inalámbricos puede evitar el uso de las sub-bandas que comparten el espectro con dichos sistemas interferentes.

Para alcanzar los mismos resultados, un sistema de banda única necesitaría el uso de filtros notch. Esto podría incrementar la complejidad del sistema y distorsionar la forma de onda de la señal recibida.

3.2.3. Esquemas de modulación

Se utilizan varios tipos de esquemas de modulación en banda base con señales ortogonales y antipodales como PPM (*Pulse Position Modulation*), PAM (*Pulse Amplitude Modulation*), OOK (*On-Off Keying*), Bi-Phase Modulation o incluso BPSK o QPSK que transmiten varios bits por símbolo.

No es objetivo de este apartado explicar las diferentes modulaciones, pero en la Figura 3.5 se presenta un ejemplo de algunas de las más representativas en este tipo de sistemas:

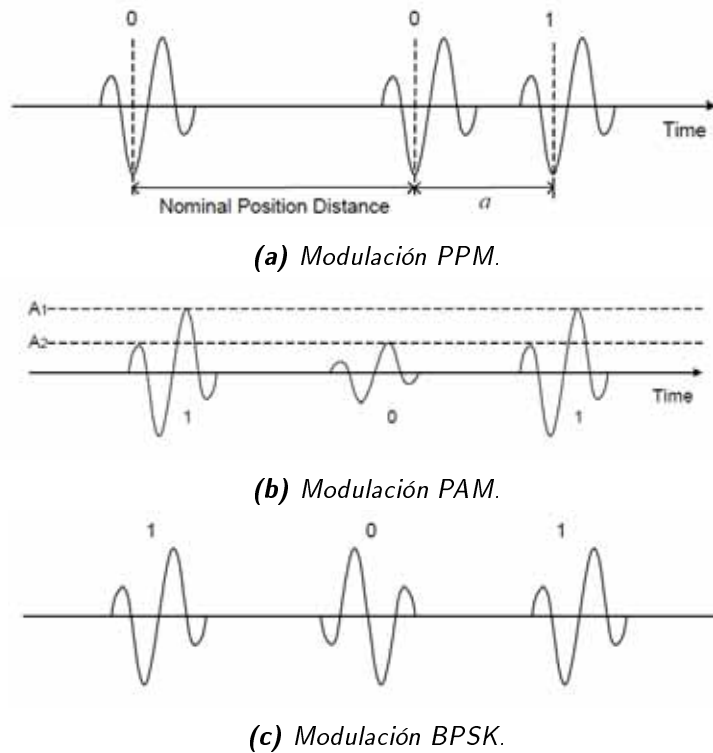


Figura 3.5: Ejemplos de modulación que utiliza UWB.

3.3. Ventajas de UWB

La tecnología UWB tiene una serie de ventajas alentadoras que hacen que se presente como una de las soluciones más elocuentes para el caso de la banda ancha inalámbrica frente a otras tecnologías.

En primer lugar, se debe hacer referencia al teorema de Shannon-Hartley que generaliza el teorema de Nyquist al caso de un canal de comunicación con ruido aleatorio y que establece que la capacidad de un canal es proporcional al ancho de banda. Puesto que UWB cuenta con una banda muy ancha, puede alcanzar capacidades del orden de cientos de Mbps o incluso varios Gbps en distancias comprendidas entre 1 y 10 metros [6].

Por otro lado, los sistemas UWB operan a **niveles muy bajos de potencia de transmisión**. Puesto que estos sistemas presentan una forma de espectro extremadamente ancho (tanto en absoluto como en relativo), la energía de RF se distribuye sobre GHz's de espectro. Las señales UWB son vistas por el resto de sistemas como ruido. Es por ello que **la interferencia causada sobre otros sistemas inalámbricos no es muy significativa** (Figura 3.6).

Los sistemas basados en esta tecnología proporcionan **soluciones muy seguras y fiables**. El hecho de que la señal UWB sea vista por el resto de sistemas como ruido hace más difícil la detección no planeada. Además, la señal tiene una forma determinada frente al ruido que presenta una aleatoria. Por esta razón, es casi imposible para el ruido destruir el pulso porque la interferencia tendría que distribuirse de forma uniforme a lo largo de todo el espectro para ocultar el pulso. La interferencia en solo parte del espectro reduce la cantidad de señal recibida, pero el pulso puede ser todavía recuperado para restablecer la señal.

De ahí que UWB es quizás una de las formas más seguras de transmisión inalámbrica que hayan existido.

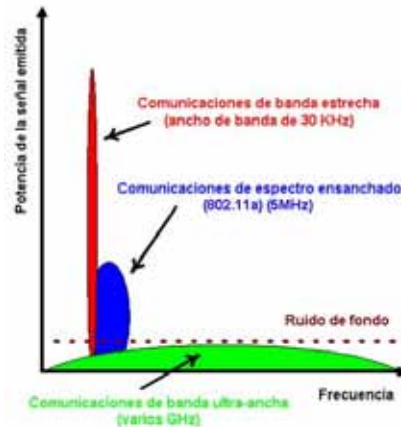


Figura 3.6: Comparativa de energía transmitida a lo largo del espectro.

Para finalizar, los sistemas UWB basados en impulsos de radio **son de bajo coste y de baja complejidad**. UWB no modula ni demodula complejas portadoras, por lo que no requiere componentes como los mezcladores, filtros, amplificadores y osciladores locales.

A modo de resumen se enumeran aquí las ventajas más destacadas:

- Altas tasas binarias de transmisión.
- Bajo consumo (como emisor de ondas de radio).
- Baja potencia de transmisión, lo que permite su uso en sistemas de baja probabilidad de interceptación y detección (LPI/LPD).
- Alta resolución temporal y robustez frente al multitrayecto.
- Bajo coste de transmisores y receptores (se puede usar tecnología CMOS para implementar un dispositivo UWB radio) y alta productividad, lo que marca esta tecnología como el futuro de las WPAN.

3.4. Retos tecnológicos

En este apartado se comentan brevemente algunos de los retos tecnológicos de los sistemas de UWB:

- Coexistencia con otros sistemas que operan en la misma banda.
- Diseño de antenas con buena adaptación y eficiencia de radiación.
- Generación y detección de pulsos de muy corta duración.

En este proyecto se tratará de abordar los dos primeros retos diseñando antenas con una buena adaptación a las que se añadirán filtros en la propia estructura para evitar las posibles interferencias con otros sistemas.

3.5. Regulación

Cualquier tecnología tiene sus propiedades y limitaciones basadas tanto en sus aspectos físicos como en la regulación existente. Los organismos encargados de la regulación de los gobiernos definen la forma en que las tecnologías deben operar para facilitar la coexistencia y para garantizar la seguridad pública. Los estándares basados en tecnología UWB son el IEEE 802.15.3a, de alta tasa binaria, y el IEEE 802.15.4a de baja tasa binaria.

3.5.1. Máscara definida por el FCC

Existen varias máscaras de emisión dependiendo de la aplicación para la que se haya diseñado el sistema [7]. La FCC ha asignado la potencia radiada efectiva isotrópica (EIRP) permitida para cada banda frecuencial (Figura 3.7). Esta EIRP sería equivalente a la potencia radiada por una antena isotrópica (ganancia 1 en todas direcciones).

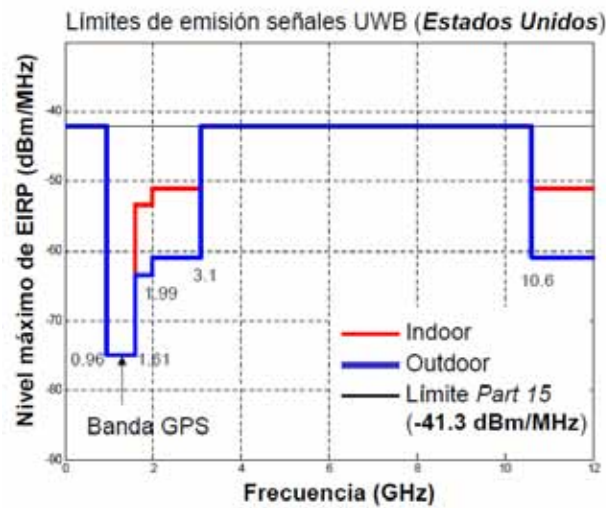


Figura 3.7: Máscaras de emisión indoor/outdoor establecidas por la FCC en EE.UU.

Además, autoriza cinco tipos de uso:

Clase / Aplicación	Banda de frecuencias de operación	Limitación de usuarios
Comunicaciones y sistemas de medida	(3.1 - 10.6) GHz	No
Sistemas de obtención de imágenes dentro de estructuras	< 960 MHz o (3.1 - 10.6) GHz	Sí
Sistemas de obtención de imágenes a través de estructuras	< 960 MHz o (1.99 - 10.6) GHz	Sí
Sistemas de vigilancia	(1.99 - 10.6) GHz	Sí
Sistemas de radar vehicular	(22 - 29) GHz	No

Tabla 3.1: Tipos de uso del espectro UWB regulados por la FCC.

3.5.2. Máscara europea

Entre los órganos que se encargan de regular la tecnología radio UWB (UWB-RT) son en Europa se encuentran: la ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*), la CEPT (*Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications*), el ECC (*European Communications Committee*). Por otro lado, las organizaciones ITU e ISO/IEC estudian otras economías y trabajan juntas para poder asegurar un mercado global en el desarrollo de esta nueva tecnología.

Se fija una máscara más estricta con algún mecanismo de detección y protección de interferencias (DAA, *Detection And Avoid*). La ECC también fija usos: comunicaciones y medidas, localización, imagen, aplicaciones médicas y de vigilancia.

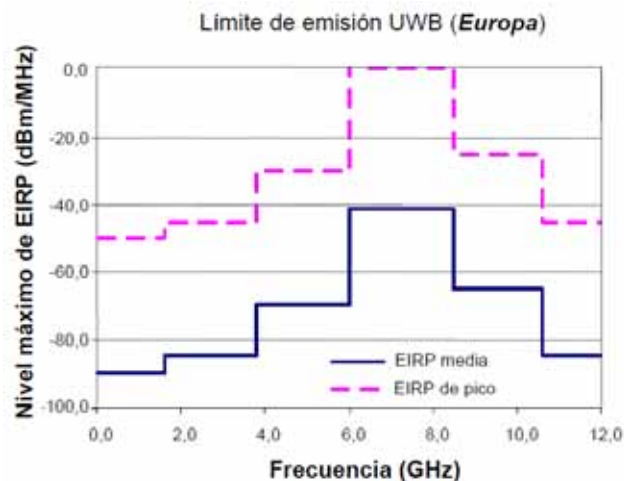


Figura 3.8: Límite de emisión UWB en Europa.

3.6. Aplicaciones

Como se ha comentado anteriormente, la tecnología UWB ofrece **propiedades únicas que la hacen atractiva para varias aplicaciones**.

En primer lugar recordar que UWB tiene el potencial necesario para aplicaciones de tasas binarias muy altas usando baja potencia en un rango de distancias muy limitado, lo que la hace apropiada para **aplicaciones para WPAN** (redes inalámbricas de área personal). Estaríamos hablando de conexiones sin cable para aplicaciones de almacenamiento, dispositivos de entrada/salida, USB inalámbrico... Esto mejoraría la facilidad de uso y el valor de los ordenadores personales y los portátiles.

Se podría también hacer referencia aquí a transmisiones de alta tasa binaria entre ordenadores y dispositivos tales como cámaras de fotos, videocámaras, reproductores de MP3 y DVD que proporcionarían experiencias totalmente nuevas en el hogar y para el entretenimiento.

Otra aplicación posible está en el mundo de los **sensores**. Los requerimientos clave para las redes de sensores son bajo coste, baja potencia y multifuncionalidad, aspectos totalmente compatibles con la tecnología UWB. El coste de la instalación y el mantenimiento puede disminuir considerablemente usando redes de sensores basadas en esta tecnología al desprenderlas del cableado. Además, es especialmente atractivos en aplicaciones médicas en las que se libera al paciente de ser un esclavo de los cables cuando requieren una monitorización exhaustiva. Ofrecen también la posibilidad de una expansión más sencilla y fiable de la cobertura en combinación con otra solución inalámbrica.

El rastreo y el posicionamiento constituyen una propiedad excepcional de UWB. Proporciona una solución excelente para localización interior con una precisión mucho mayor que un GPS. Puede utilizarse para localizar personas u objetos en múltiples situaciones (heridos, edificios colapsados tras un terremoto, niños perdidos en un centro comercial...).

Otra de sus aplicaciones son el radar y el campo de la imagen. Puede utilizarse en aplicaciones militares para localizar objetos enemigos detrás de muros en el campo de batalla. También puede utilizarse para detectar personas bajo escombros, diagnósticos médicos donde los rayos X sean menos deseables, etc. Los pulsos tan cortos de UWB permiten una estimación muy precisa de los retardos, lo que da lugar a radares de muy alta definición.

3.7. Candidatos a sistemas UWB

En este apartado se presentan algunos ejemplos de candidatos a sistemas UWB con el fin de proporcionar una idea global de un sistema de este estilo (Figura 3.9):

UWB Technique	A) OFDM	B) TDMA/FDMA Pulses	C) DSSS/CDMA
Bands	3 to 13 (in five groups)	3 to 13	2
Bandwidths	528 MHz	550 MHz	1.368 GHz, 2.736 GHz
Frequency ranges	3.168 GHz – 4.752 GHz 4.752 – 10.296	3.325 GHz – 4.975 GHz, 4.975 GHz – 10.475 GHz	3.1 GHz – 5.15 GHz 5.825 GHz – 10.6 GHz
Modulation Scheme	OFDM, QPSK (carrier-based)	M-ary Bi-Orthogonal Keying (M-BOK), Quaternary-Phase (Pulsed)	Bi-phase, Quaternary-phase, M-BOK (Pulsed)
Error correction	Convolutional code	Convolutional code, Reed-Solomon code	Convolutional code, Reed-Solomon code
Code rates	11/32 rate at 110 Mbps, 5/8 rate at 200 Mbps, ¾ rate at 480 Mbps	6/32 rate at 110 Mbps, 5/16 rate at 200 Mbps, ¾ rate at 480 Mbps	½ rate at 110 Mbps, RS(255,223) at 200 Mbps, RS(255,223) t 480 Mbps
Link margin	5.3/6 dB at 10 m / 110 Mbps, 10.7 dB at 4 m / 200 Mbps, 6.2 dB at 4 m / 480 Mbps	6.3 dB at 10 m / 108 Mbps, 8.0 dB at 4 m / 288 Mbps, 4.0 dB at 4 m / 577 Mbps	6.1 dB at 10 m / 110 Mbps, 11.1 dB at 4 m / 200 Mbps, 6.1 dB at 4 m / 600 Mbps
Symbol period	312.5 ns OFDM symbol	3 ns	23 or 17.5 ns (Low band), 11.7 or 8.9 ns (High band)
Multipath mitigation method	1-tap (robust to 60.6 ns delay spread)	frequency interleaving of MBOK chips; time frequency codes; feed forward filter	Decision feedback equalizer

Figura 3.9: Ejemplos de candidatos a sistemas de UWB.

3.8. Antenas básicas de UWB

En los comienzos de la tecnología se diseñaron antenas de UWB básicas. Estas antenas presentaban principalmente dos inconvenientes. Por un lado, su adaptación no era muy grande, limitándose a cumplir la condición impuesta por la FCC (y no siempre se conseguía en toda la banda). Además, no se tenía en cuenta la posible interferencia del sistema UWB con otros sistemas que operan en la misma banda de frecuencias.

En este apartado se comentarán algunas de las antenas de parches de UWB básicas diseñadas y medidas en [8].

3.8.1. Monopolo circular alimentado mediante microstrip

Se presenta un ejemplo de monopolo circular de radio r y alimentado por una línea microstrip de 50Ω sobre un sustrato de FR4 (*Flame Resistant 4*). El sustrato tiene un grosor de $H = 1,5$ mm y una permitividad $\epsilon_r = 4,7$.

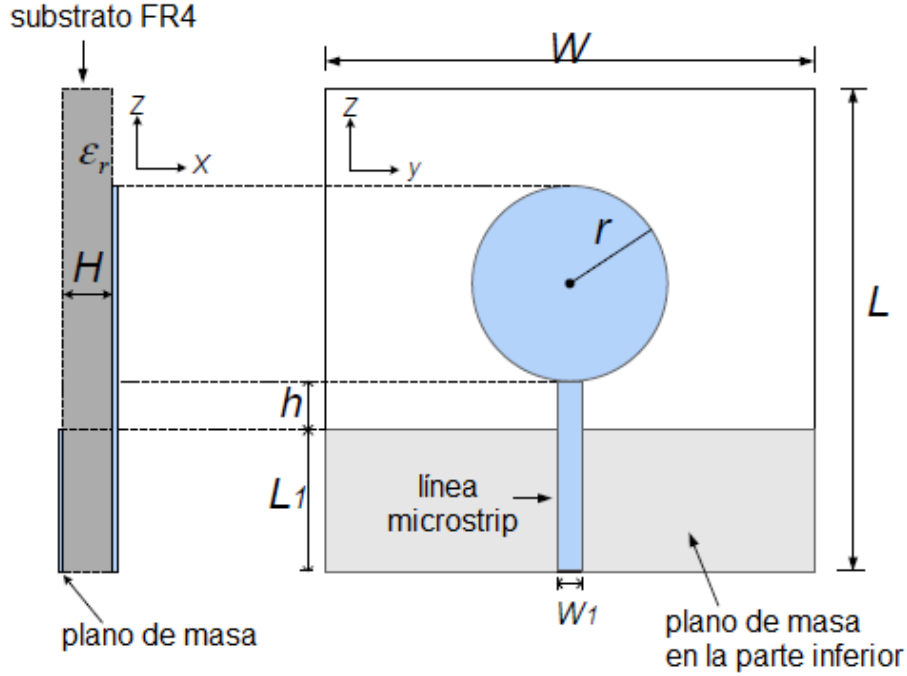


Figura 3.10: Geometría de monopolo circular alimentado con línea microstrip.

Los parámetros que optimizan el diseño son los que se presentan en la siguiente tabla:

Dimensión	Valor
r	10 mm
h	0.3 mm
W	42 mm
L	50 mm
W₁	2.6 mm
L₁	20 mm

Tabla 3.2: Dimensiones optimizadas de antena circular básica alimentada en microstrip.

Como se puede observar en la Figura 3.11, la antena presenta una reflexión por debajo de -10 dB en el rango de frecuencias comprendido entre 2.78 GHz y 9.78 GHz en la medida frente a los 2.69 GHz y 10.16 GHz de la simulación.

Las características que presenta la antena se deben al solapamiento de las primeras tres resonancias que están distribuidas de forma cercana en el espectro. Sin embargo, a pesar de los esfuerzos realizados para optimizar los parámetros de diseño no se consigue el solapamiento suficiente entre los armónicos tercero y cuarto. Esto hace que el ancho de banda a -10 dB de la antena esté limitado a altas frecuencias en torno a 10 GHz.

Otro parámetro del que se hablará en este PFC es el VSWR (2.3.4). En el rango de frecuencias indicado, se cumple que $VSWR \leq 2$.

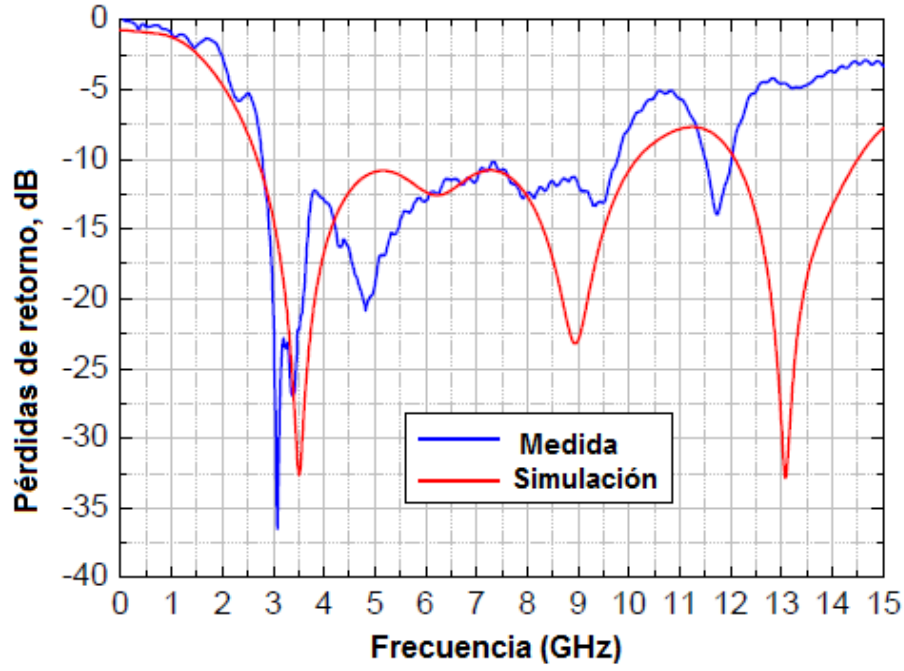


Figura 3.11: Curvas de medida y simulación del monopolo circular alimentado en microstrip.

Se realiza un estudio con diferentes diámetros de parche circular con el fin de determinar la relación entre la primera resonancia y el diámetro del mismo. En la tabla 3.3

Diámetro $2r$ (mm)	Primera resonancia, f (GHz)	Longitud de onda, λ (mm)	$2r/\lambda$	W (mm)	h (mm)
20	3.51	85.5	0.23	42	0.3
25	2.96	101.4	0.25	50	0.3
30	2.56	117.2	0.26	77	0.3
40	1.95	153.8	0.26	75	0.4

Tabla 3.3: Parámetros de diseño óptimos del monopolo circular alimentado en microstrip y relaciones entre diámetro y primera resonancia.

Se observa que el ancho de banda del monopolo depende críticamente del parámetro h (separación entre el parche y el plano de masa), así como de la anchura del plano de masa W . **La frecuencia de resonancia puede estimarse tratando el disco como un monopolo de un cuarto de longitud de onda** tal y como se había comentado anteriormente. La anchura óptima del plano de masa está en torno a dos veces el diámetro del disco.

3.8.2. Monopolo circular alimentado mediante CPW

El monopolo circular que se presenta en esta sección tiene metal únicamente en una de las capas. A diferencia del caso anterior (3.8.1), ahora el disco circular de radio r con la alimentación de 50Ω en CPW (2.9) y el plano de masa están en la misma cara del sustrato.

En el estudio se ha utilizado un dieléctrico con un grosor $H = 1,6$ mm y una permitividad $\epsilon_r = 3$. Esto determinará $W_f = 4$ mm (ancho de línea) y $g = 0,33$ mm (espacio entre plano de masa y línea) para tener una impedancia de 50Ω .

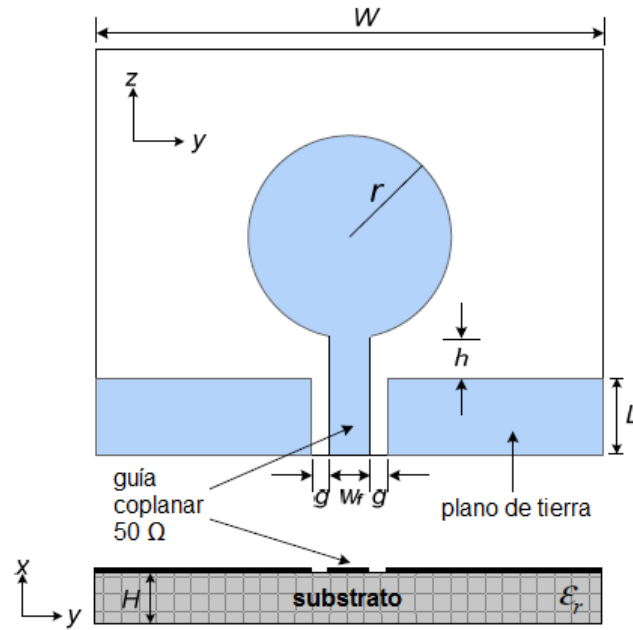


Figura 3.12: Geometría de monopolo circular alimentado con CPW.

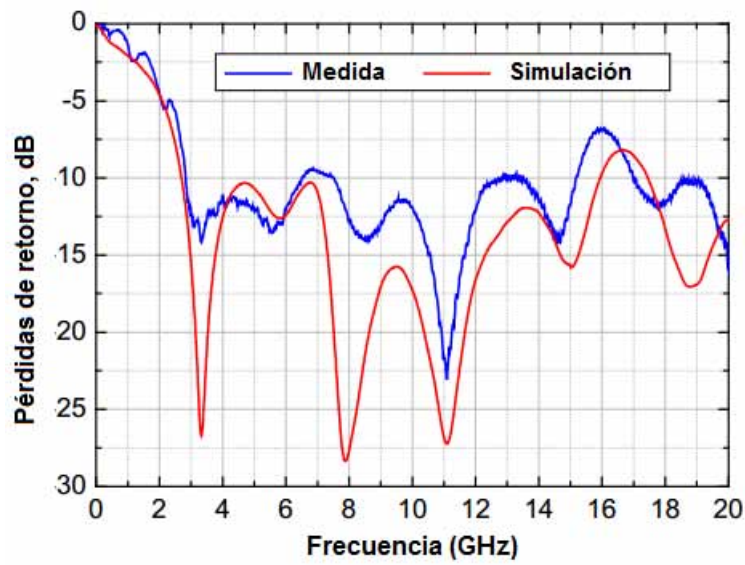


Figura 3.13: Curvas de medida y simulación del monopolo circular alimentado en CPW.

Los parámetros que optimizan el diseño son los que se presentan en la siguiente tabla:

Dimensión	Valor
r	12.5 mm
h	0.3 mm
W	47 mm
L	10 mm
W₁	2.6 mm
L₁	20 mm

Tabla 3.4: Dimensiones optimizadas de antena circular básica alimentada en CPW.

Los parámetros que optimizan el diseño son los que se presentan en la siguiente tabla:

Dimensión	Valor
h	0.7 mm
W	44 mm
L	44 mm
L₁	20 mm
A	10.92 mm
B	7.8 mm

Tabla 3.5: Dimensiones optimizadas de antena elíptica básica alimentada en microstrip.

4

Criterios de diseño

En este capítulo se abordarán una serie de aspectos, tanto teóricos como prácticos, importantes a tener en cuenta para el diseño de las antenas.

4.1. Introducción

En [9] se indican los fundamentos relativos a los sistemas UWB. Como se había comentado en 3.1, el **espectro principal** estará situado desde los **3.1 GHz hasta los 10.6 GHz**. Además, el dispositivo **no debe causar interferencias dañinas** (es decir, que obstruya, degrade o interrumpa repetidamente un servicio de comunicaciones vía radio).

4.2. Ancho de banda y frecuencias de resonancia

Como se comentó en 2.6.3, los monopolos en tecnología impresa presentan un ancho de banda bastante mayor que, por ejemplo, los monopolos lineales.

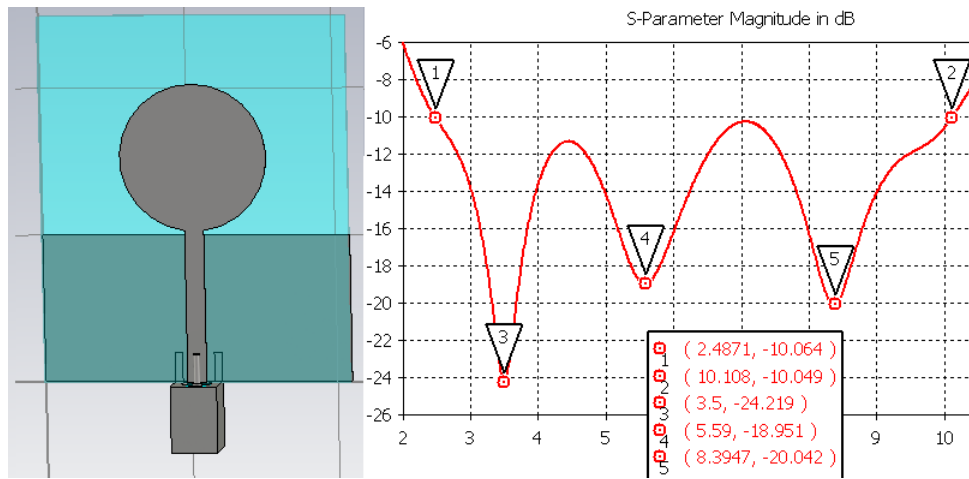


Figura 4.1: Resonancias (marcadores 3, 4 y 5) en un monopolo de tecnología impresa.

Como se observa en la Figura 4.1, el monopolo circular alimentado en microstrip presenta tres resonancias en la banda de interés. Las frecuencias de resonancia son aquellas en las que se presentan los mínimos de la curva de pérdidas de retorno de la antena. En este caso se comentó que dicha resonancia estaba determinada principalmente por el diámetro del disco ($2r \approx \lambda/4$).

Además, se observa que este disco es capaz de soportar múltiples modos de resonancia ($f_2, f_3 \dots f_n$), que son armónicos del modo fundamental. Las longitudes de onda de los modos superiores satisfacen: $2r = n\lambda_n/4 = \lambda_1/4$, donde n es el número del modo. Estos modos superiores están espaciados de forma cercana, de tal forma que es precisamente el solapamiento de los mismos el que produce el ancho de banda final deseado [8], tal y como se muestra en el esquema de la Figura 4.2.

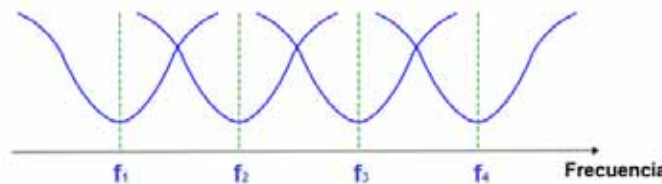


Figura 4.2: Solapamiento de resonancias.

4.3. Coexistencia de los distintos servicios

Como se ha comentado en el Capítulo 3, uno de los principales inconvenientes de la tecnología UWB era la posibilidad de producir interferencias con redes próximas por selección de frecuencias iguales o cercanas, o con otros servicios radioeléctricos por compartir una misma zona del espectro.

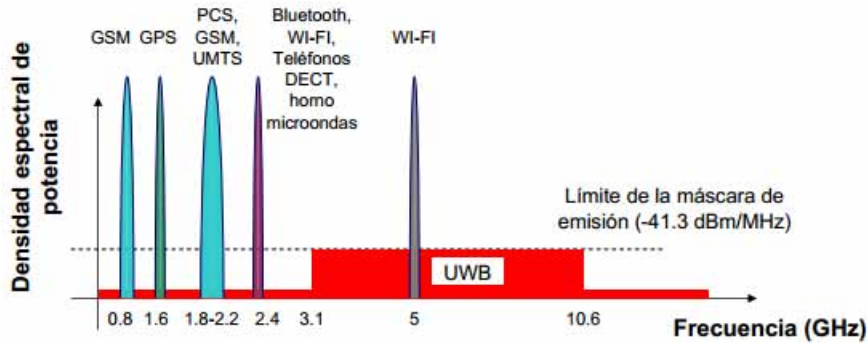


Figura 4.3: Coexistencia de distintos servicios con UWB.

En la Figura 4.3 se presenta un esquema de los distintos servicios que coexisten con los sistemas UWB.

En la banda de UWB (3.1 - 10.6 GHz) se encuentran también otros servicios de banda estrecha. Entre ellos está WiMAX, que suele operar en la banda de frecuencias comprendida entre 3.3 y 3.8 GHz así como el estándar IEEE 802.11.x (más conocido como **WiFi**) que es **el sistema que más puede interferir**. Esto se debe a dos razones fundamentales: por un lado, está muy implantado en la actualidad y por otro lado, forma parte del mismo subconjunto de tipo de red que UWB (WPAN) por lo que pueden encontrarse en entornos muy cercanos.

Uno de los métodos que requieren **menos coste** y **menos espacio** son los filtros de banda eliminada (*filtros notch*) insertados en la propia antena. Las diseñadas en este proyecto están pensadas para sistemas de transmisión y recepción, por lo que es necesario que sean lo más compactas posible.

En el estándar IEEE 802.15.3a de alta tasa binaria para WPAN están compitiendo dos sistemas: *Multiband OFDM* y *DSSS-CDMA UWB*.

DS-CDMA propone una banda baja (3.1 GHz - 5.15 GHz) y una banda alta (5.825 GHz - 10.6 GHz). Además, permite tres modos de funcionamiento (banda baja, alta y dos bandas). El esquema sería el que se presenta en la Figura 4.4:

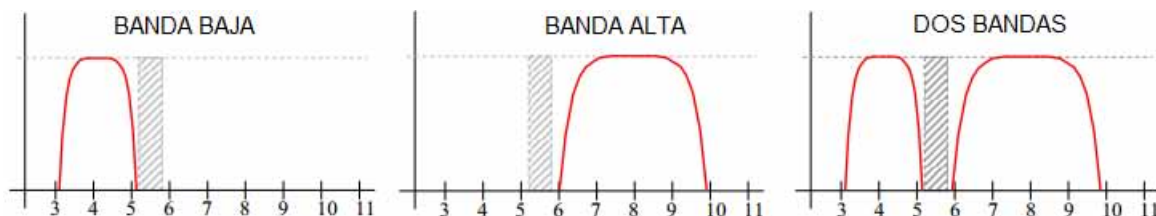


Figura 4.4: Bandas DS-CDMA.

El sistema WiFi tiene varias bandas de funcionamiento. Los estándares *IEEE 802.11b* e *IEEE 802.11g* utilizan la banda de 2.4 GHz que está disponible casi universalmente. El estándar *IEEE 802.11a* [10] o *HyperLAN2* (versión europea) se aplica a la banda de los 5 GHz y establece tres

bandas: baja (5.15 GHz - 5.25 GHz), media (5.25 GHz - 5.35 GHz) y alta (5.725 GHz - 5.825 GHz), que son precisamente las que se rechazan en CS-CDMA.

La canalización de MB-OFDM UWB propone 13 canales de 528 MHz cada uno, tal y como se presenta en la Figura 4.5:

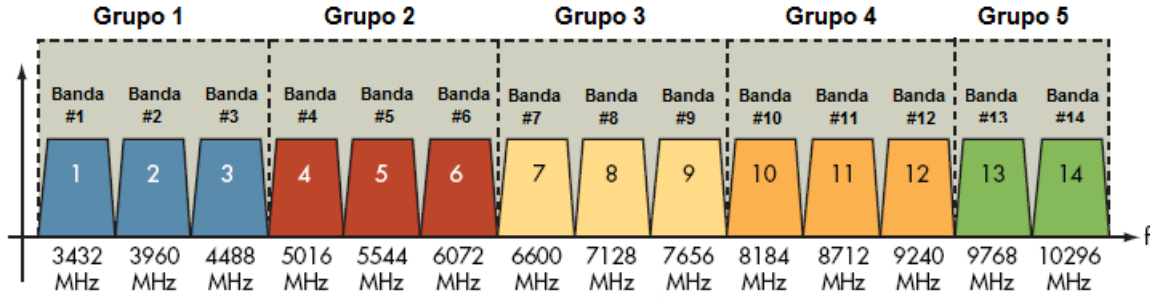


Figura 4.5: Canalización del sistema OFDM.

A partir de lo anterior se propone para este PFC el **rechazo** de las bandas 4, 5 y 6 de la Figura 4.5, es decir, el **conjunto de frecuencias entre 5 GHz y 6 GHz**. El criterio para discernir que una determinada banda se ha rechazado es que el coeficiente de reflexión de la antena sea mayor que -10 dB ($|s_{11}| > -10 \text{ dB}$). Se tratará de conseguir el máximo rechazo posible para la frecuencia central (5.5 GHz).

4.4. Filtros notch

Como ya se ha comentado, para el rechazo de la banda propuesta en el apartado 4.3 se utilizarán los filtros notch insertados en la propia antena.

Hay varios tipos de filtros **en función de la posición** que ocupan en la antena:

- **Internos al parche:** Realizados mediante slots o ranuras en el parche (Figura 4.6a).
- **Externos al parche:** Se obtienen realizando pistas de cobre en las inmediaciones del parche (Figura 4.6b).
- **Plano de masa:** Formados por slots en el plano reflector (Figura 4.6c).
- **Línea de alimentación:** Formado por slots en la línea de alimentación (Figura 4.6d).

Además, las ranuras pueden presentar configuraciones muy diferentes: U, L, T, H, formas cuadradas, en pi, anulares, etc. Por otro lado están los resonadores de tipo **SRR** (*split-ring resonators*), **SLR** (*spiral loop resonator*), **CSRR** (*complementary split-ring resonators*), **CLL** (*capacitively loaded loop*)... Este tipo de resonadores permite la realización de filtros paso banda y filtros rechaza banda con un tamaño muy pequeño dando lugar por tanto a diseños de filtros muy compactos.

Lo que se consigue con este tipo de filtros es crear una estructura resonante a la frecuencia deseada de rechazo (generalmente, $\lambda/2$), generándose así una **interferencia destructiva** que al tener lugar hace que la antena no responda al rango de frecuencias deseado de rechazo. En ello influirá la posición del mismo, el tipo, la anchura (que influye en la longitud efectiva del filtro) y por supuesto la longitud. Se detallará en cada caso particular adaptado a la antena bajo estudio y el tipo de filtro utilizado.

No obstante, el **objetivo** será fundamentalmente conseguir el **máximo rechazo** posible en la banda citada en 4.3 mediante **estructuras simples y compactas**.

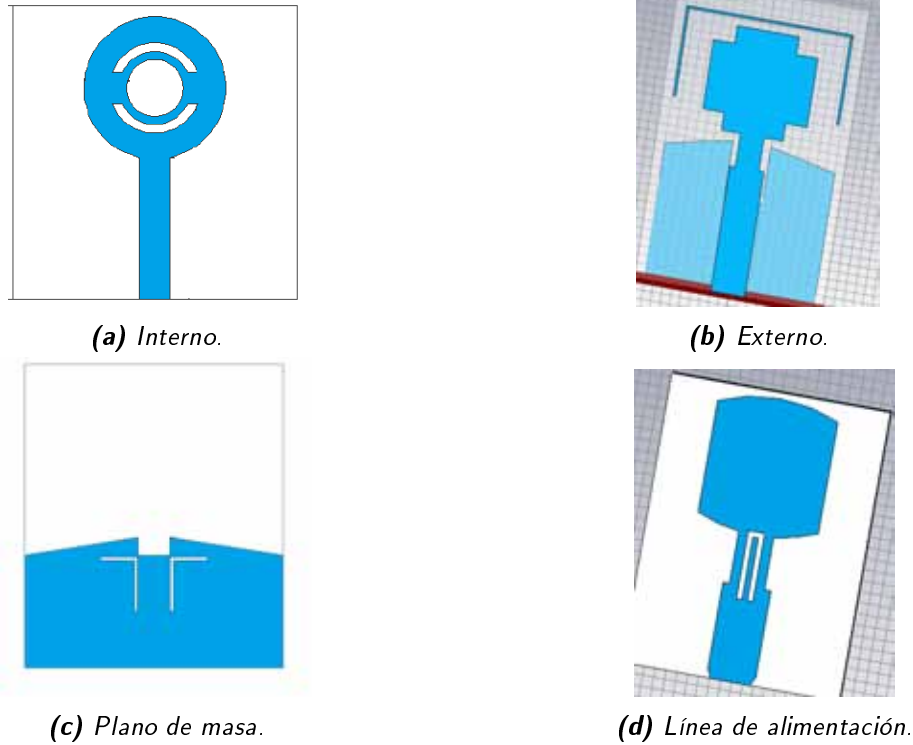


Figura 4.6: Filtros notch en función de su posición.

4.5. Simulación con conector

En este PFC se ha decidido realizar las simulaciones de las antenas en *CST STUDIO SUITE 2010* teniendo en cuenta el efecto producido por el conector SMA (*SubMiniature version A*) de 50Ω que irá soldado a la línea de alimentación de la antena.

Es cierto que se genera una pequeña sobrecarga de computación, pero dado que se trata de antenas muy compactas se añadirá en las simulaciones para **evitar posibles problemas relacionados con desplazamientos en resonancias de la antena o de los filtros** u otro tipo de discordancias entre la antena simulada y la construida.

Los conectores SMA a utilizar son los modelos 526-5785 y 526-5791 (Fig. 4.7) de *RS Online* en función del espesor del sustrato utilizado.

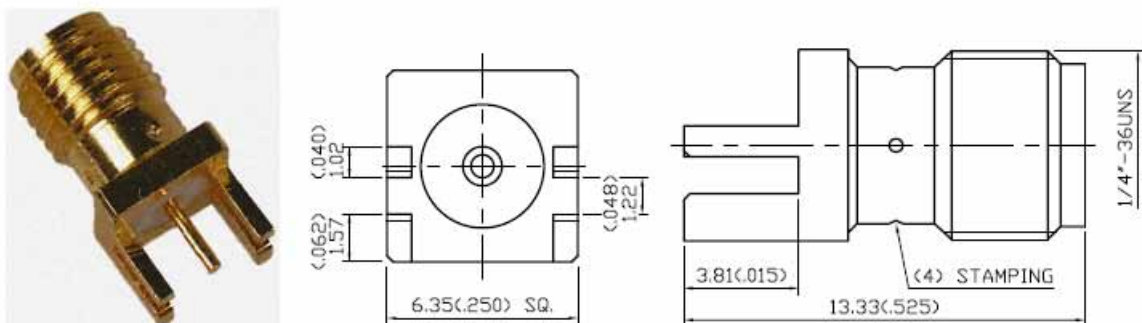


Figura 4.7: Conector SMA 50Ω de RS Online, modelo 526-5791.

Con la hoja de datos del componente puede dibujarse en el entorno de simulación *CST STUDIO SUITE 2010* y conectarse a la antena diseñada (Figura 4.8) para comprobar en simulación el efecto producido por el mismo. Nótese que por simplicidad y puesto que no influye en los resultados, se ha diseñado un conector con caras rectangulares en lugar del modelo real, que es cilíndrico.

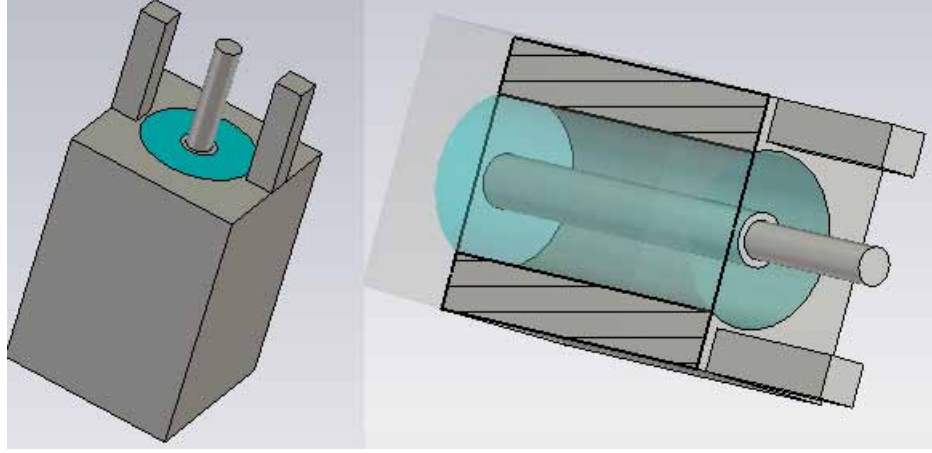


Figura 4.8: Conector SMA 50Ω simulado en CST.

Además, ahora se presenta una nueva ventaja: el puerto de la simulación está situado sobre el conector. En caso contrario, habría que utilizar un puerto ideal de guía en CST y ajustar convenientemente sus dimensiones para tener la impedancia teórica de la línea simulada con otro programa como ADS.

4.6. Parámetros de los sustratos utilizados

Para el diseño de las antenas de este PFC se han utilizado los dieléctricos que se citan a continuación:

- **"TLX-5A 0620 CH/CH"** ($d_k = 2,17$): Sustrato de 1.57488 mm de espesor cubierto de una capa de cobre (tanto por encima como por debajo) de un espesor de 0.018 mm. La constante dieléctrica del mismo es $\epsilon_r = 2,17$ y su tangente de pérdidas está en torno a $\tan\delta = 0,0009$ para 10 GHz (Figura 4.9).
- **"TLX-5A 0200 CH/CH"** ($d_k = 2,17$): Se trata del mismo tipo de sustrato, pero con un espesor de 0.508 mm.

Part #	Composition	DK	DF	Volume Resistivity Mohm/cm	Surface Resistivity Mohm	Flexural Strength K psi		Moisture Absorption %	Thermal Conductivity W/m/K	Coefficient of Thermal Expansion ppm/°C			Peel Strength lbs/in 1 oz Cu
						MD	CD			x	y	z	
TLX-5A	PTFE Woven Glass	2.17 ^{±0.01}	0.0009 ^{±0.0001}	10 ¹¹	10 ¹⁰	>12	>10	<0.02	0.22	20	20	280	12

Figura 4.9: Parámetros del sustrato TLX-5A de Taconic.

El software de diseño sólo permite introducir un valor de constante dieléctrica. Por lo tanto, se introducirá el citado anteriormente (se considera que la variación en esa banda de frecuencias es poco significativa).

Para el caso de la tangente de pérdidas se diseñarán las antenas con el caso peor que es el valor a la frecuencia de 10 GHz (ya que aumenta con la frecuencia).

5

Diseño de elementos UWB con filtros notch

5.1. Introducción

Como se ha comentado anteriormente, en este PFC se procederá al **diseño de varios elementos UWB**, que constarán de un parche alimentado con una línea microstrip o mediante guía coplanar, de tal forma **que cumplan con los requisitos impuestos por la FCC** (Sección 3.1). Además, **se añadirán filtros notch** en la banda que se comentó en 4.3 para evitar la interferencia con otros sistemas que operan en la misma banda. En este capítulo se presentan los diferentes diseños y los resultados de las simulaciones obtenidas.

5.2. Antena 1

Se pretende realizar una antena UWB que tenga las siguientes características:

- Sustrato utilizado: **TLY-5A** de Taconic, $\epsilon_r = 2,17$, $H = 1,57$ mm.
- Banda de trabajo mínima: 3.1 GHz - 10.6 GHz (para cumplir la normativa de la FCC).
- 1 filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y otro filtro en una banda superior.

5.2.1. Antena sin filtros

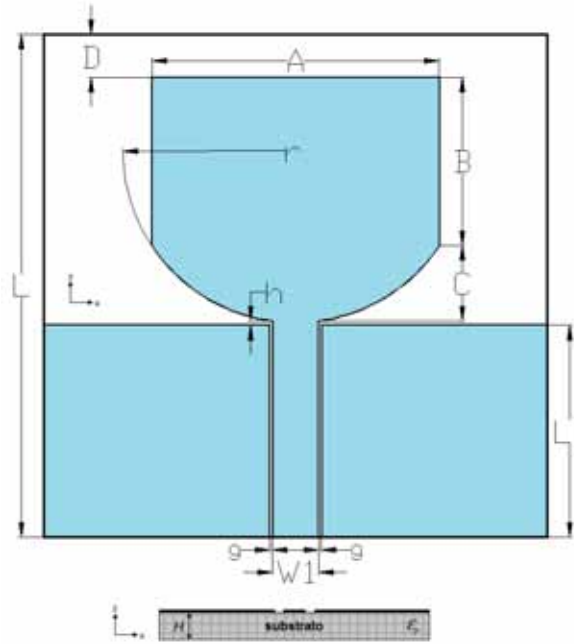


Figura 5.1: Parte superior de la Antena 1 sin filtros.

Se parte de un parche rectangular al que se le añade una zona circular para suavizar la transición entre la línea de alimentación y el parche.

Como se ha comentado, la antena se ha impreso sobre un sustrato de constante dieléctrica $\epsilon_r = 2,17$ y espesor $H = 1,57$.

En primer lugar se deben ajustar los parámetros que permitirán tener una impedancia de entrada de 50Ω en CPW. Para ello, se utiliza la herramienta *LineCalc* del software *Advanced*

Design System que permite calcular los parámetros implicados en la consecución de la impedancia objetivo (W_f y g). El parámetro dominante es la separación entre la línea de alimentación y el plano de masa (g).

Se ha elegido un material de este tipo por su constante dieléctrica baja que permite conseguir anchos de banda mayores, mayor eficiencia de radiación y bajas pérdidas al presentar también un espesor relativamente grande. Sin embargo, no son todo ventajas ya que para antenas de pequeñas dimensiones se requieren sustratos de espesor pequeño y constante dieléctrica más alta. Además, el ancho de la línea requerido será mayor y el hueco entre el plano de masa y la línea disminuye considerablemente.

Teniendo en cuenta que el objetivo es construir la antena diseñada, ha de tenerse en todo momento presente las limitaciones que impone la construcción. En este sentido, la limitación es dicho espacio g (que debe ser lo suficientemente grande como para que pase la herramienta que quita cobre) así como el ancho de las pistas.

Si las pistas son muy anchas pueden llegar a radiar. Además, se pretende utilizar los conectores citados en el Capítulo 4 y éste limita el ancho para evitar cortocircuitos con el plano de masa tal y como se muestra en la Figura 5.2.

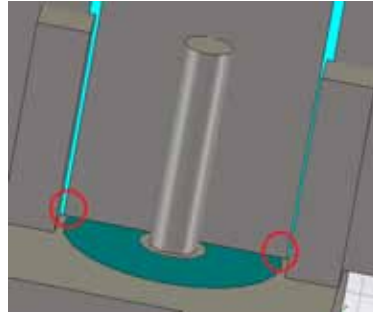


Figura 5.2: Cortocircuito entre pista y plano de masa por excesivo ancho de pista.

Es por ello que se decide fijar el ancho de la pista ($W_1 = 3,2$ mm) y se calcula el parámetro g que cumple aproximadamente los requerimientos de impedancia.

Los parámetros seleccionados para el diseño se presentan en Tabla 5.1.

Dimensión	Valor
R	12 mm
h	0.26 mm
W	35 mm
L	35 mm
W₁	3.2 mm
L₁	14.75 mm
g	0.2 mm
A	20 mm
B	11.73 mm
C	5.26 mm
D	3 mm

Tabla 5.1: Dimensiones optimizadas de Antena 1 sin filtros.

El parche resuena en una de sus dimensiones (el largo, $B + C$) y radia en la otra (el ancho). Si se quiere tener una resonancia en torno a los 4 GHz y según la ecuación simplista de un monopolo de longitud $\lambda/4$:

$$L_e \approx \frac{\lambda_0}{4} = \frac{c}{4 \cdot f_{res}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 4 \cdot 10^9} \approx 18,75 \text{ mm}$$

Sin embargo, la longitud efectiva será algo menor debido a la influencia de un término que no se ha tenido en cuenta (ϵ_e):

$$L_e \approx \frac{\lambda_d}{4} = \frac{c}{4 \cdot f_{res} \cdot \sqrt{\epsilon_e}}$$

El valor exacto de la constante dieléctrica efectiva depende de varios factores: la forma de parche, el tamaño del sustrato (el parche estará más o menos rodeado de material dieléctrico), etc. Lo que sí se puede asegurar es que el valor de ϵ_e no es ni 1 ni el valor de la constante dieléctrica del sustrato sobre el que se diseña la antena. Este comportamiento implica el uso de software que permita evaluar el coeficiente de reflexión de las antenas de una forma precisa [1].

Además, al tener más de una longitud resonante en la misma antena los efectos de éstas se acoplan y es mucho más difícil estimar las nuevas resonancias que se darán.

Por tanto, este tipo de valores sirven como aproximación inicial para luego ir variando los parámetros hasta obtener las características deseadas en el programa de simulación.

El coeficiente de reflexión de la antena diseñada en simulación es el que se presenta en la Figura 5.3:

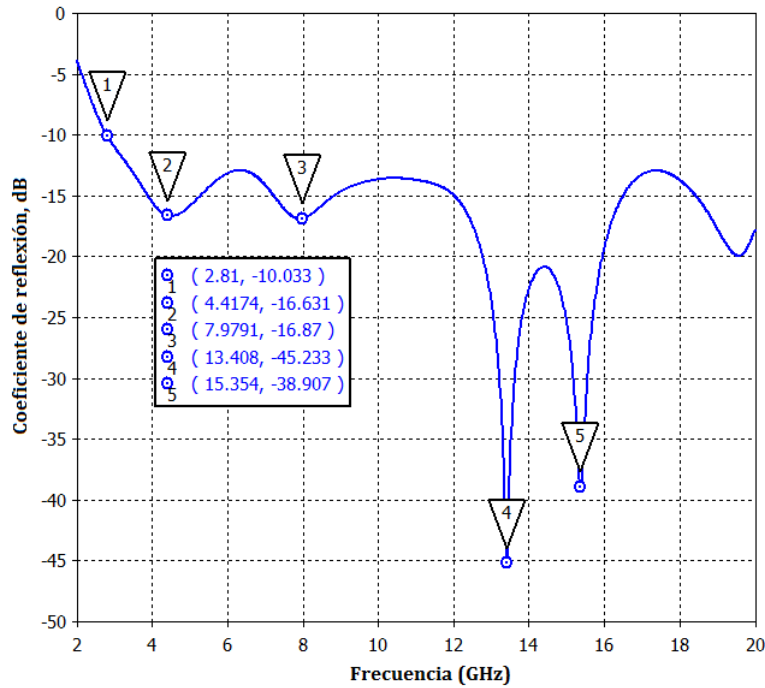


Figura 5.3: Coeficiente de reflexión Antena 1. Configuración sin filtros.

En la gráfica anterior se observa el gran ancho de banda de la antena diseñada en simulación, que se extiende desde los 2.8 GHz hasta más allá de 20 GHz. Se aprecian resonancias en 4.4 GHz, 8 GHz, 13.4 GHz y 15.3 GHz. Es en este momento cuando puede apreciarse el gran ancho de banda que ofrece el sustrato elegido.

Ahora deben añadirse los filtros notch que se citan al comienzo de este apartado para evitar las interferencias con otros sistemas en las bandas que se han comentado. Debe tenerse presente en todo momento que el **objetivo final es la construcción de la antena con los filtros integrados**, por lo que no debe perderse demasiado tiempo en optimizaciones intermedias que luego cambiarán el coeficiente de reflexión al aparecer las nuevas resonancias de los filtros notch.

5.2.2. Antena con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz

La longitud efectiva del filtro debe ser aproximadamente media longitud de onda:

$$L_{filtro} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} \quad (5.1)$$

La coincidencia no es exacta ya que existen otros factores como la anchura del filtro o la propia forma del mismo que modifican su longitud eléctrica.

El slot que crea el filtro de notch se encuentra en este caso en el parche por lo que la constante dieléctrica efectiva puede calcularse como indica [11]:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + \epsilon_{aire}}{2} = \frac{2,17 + 1}{2} = 1,585 \quad (5.2)$$

Por tanto, la longitud efectiva del filtro para que resuene a la frecuencia de 5.5 GHz será aproximadamente:

$$L_{filtro} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 5,5 \cdot 10^9 \sqrt{1,585}} \approx 0,02166 \text{ m} = 21,7 \text{ mm} \quad (5.3)$$

Llegados a este punto de diseño, se tomó la decisión de modificar el espacio entre línea y planos de masa a un nuevo valor: $g = 0,5 \text{ mm}$ para asegurar que no hubiese problemas en la construcción. Aunque la impedancia teórica de la línea ahora es algo superior a 50Ω , la nueva resonancia en combinación con las anteriores puede hacer variar de forma poco predecible el comportamiento en toda la banda. De hecho, aparece una zona de reflexión que no cumple los requisitos en torno a los 4.2 GHz que probablemente desaparecerá con la nueva resonancia del filtro notch al estar ambas en frecuencias muy cercanas (Figura 5.4).

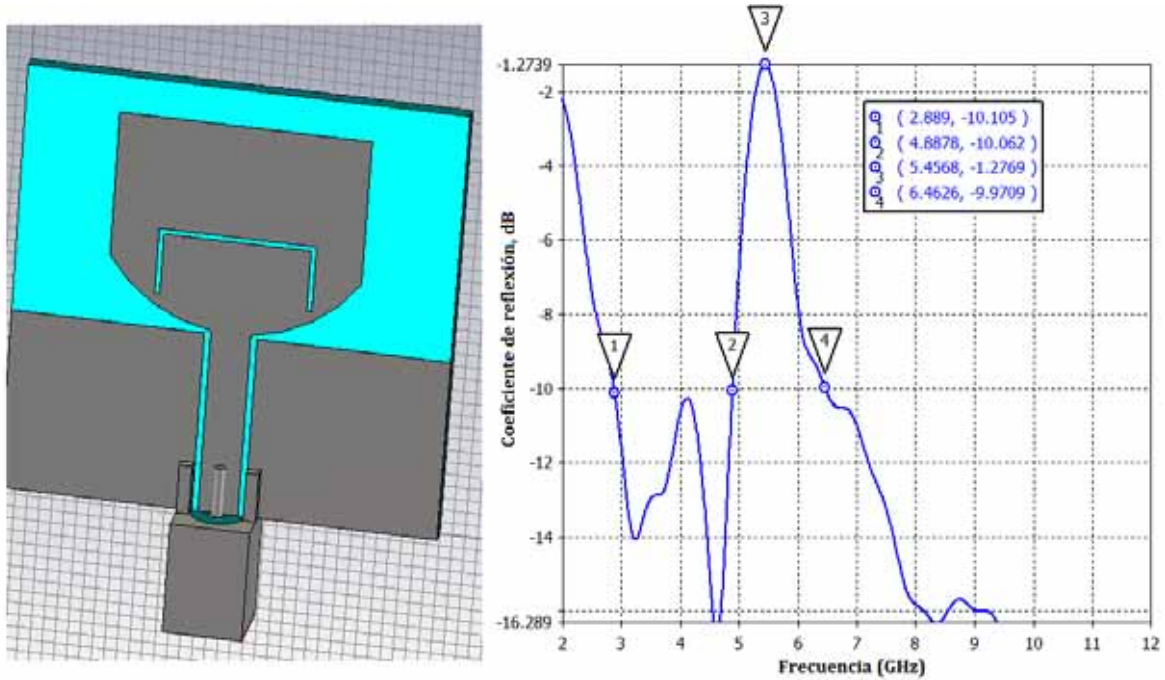


Figura 5.4: Antena con $g = 0,5 \text{ mm}$ y filtro notch en la banda de 5 GHz a 6 GHz con slot en U.

Los parámetros que intervienen en el diseño del filtro elegido son los siguientes (véase Figura 5.5):

- Longitud efectiva del filtro: $L_e \approx x1 + 2 \cdot y1$
- Distancia del filtro a la línea de alimentación (controlado por v)
- Anchura del filtro: m

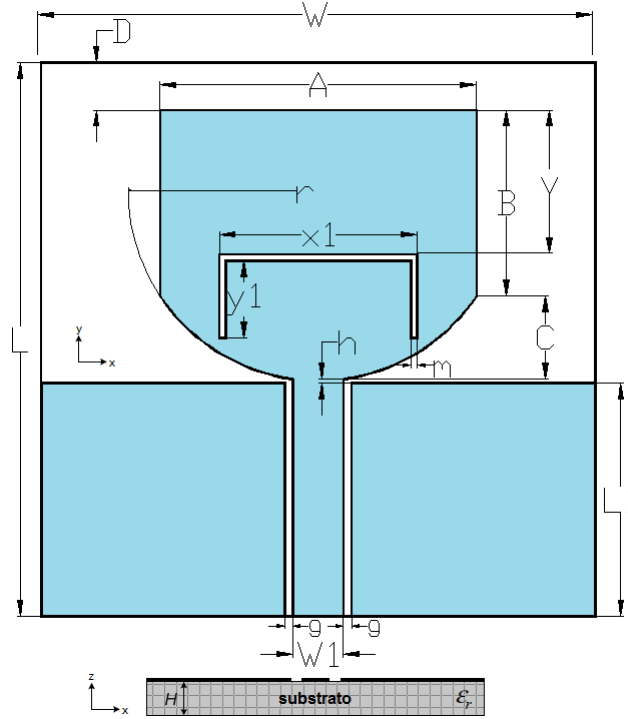


Figura 5.5: Esquema de la antena con el filtro notch en la banda de 5 GHz a 6 GHz.

La distancia del filtro a la línea de transmisión presenta una gran importancia para seleccionar el ancho de la banda del mismo. Si se aumenta el offset v con respecto a su posición inicial, $v = 0$ (alejando el filtro de la línea), la resonancia que se obtiene es más pequeña por lo que la banda eliminada es menor y el rechazo disminuye (Figura 5.6).

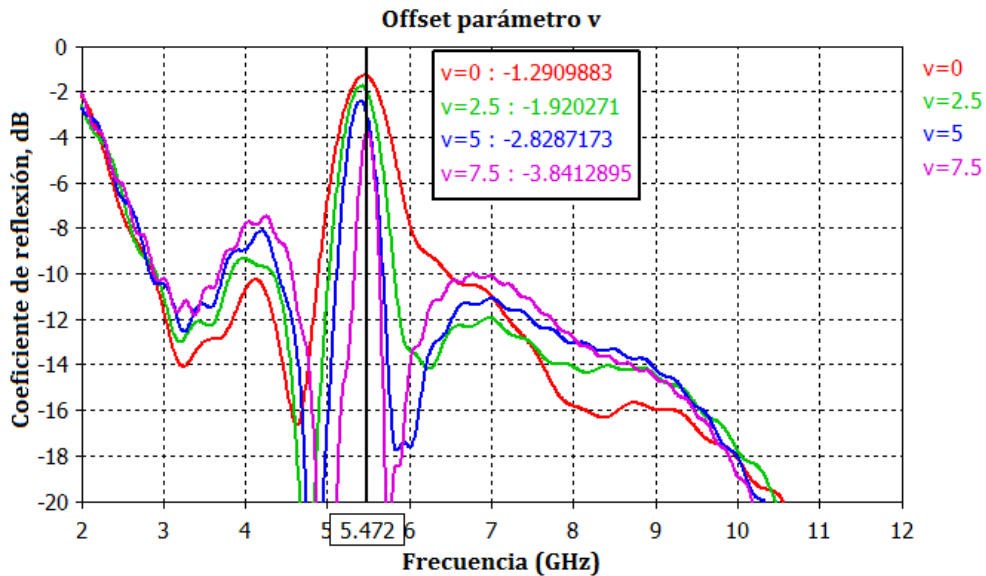


Figura 5.6: Variación del offset v en la Antena 1.

La variación de la longitud del filtro (parámetro $x1$) produce un desplazamiento en la frecuencia del mismo. Al aumentar dicha longitud, la banda eliminada se desplaza a frecuencias más bajas. Por el contrario, si se disminuye la longitud del mismo, la banda eliminada se desplazará a frecuencias superiores (Figura 5.7).

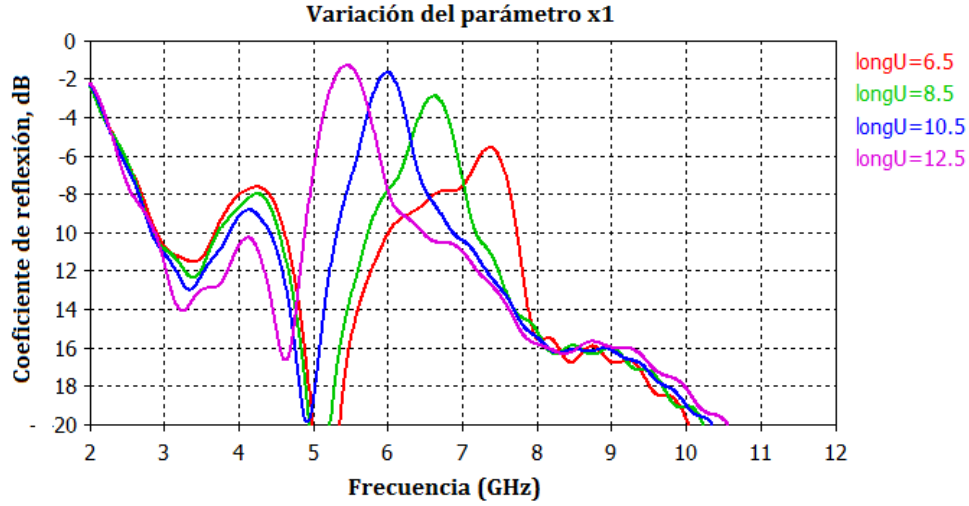


Figura 5.7: Variación de la longitud del filtro en la Antena 1.

La variación de la anchura del filtro (parámetro m) produce variaciones que no son muy significativas en lo que respecta a la banda de rechazo. Se produce también un pequeño desplazamiento hacia frecuencias más altas debido a la disminución de la longitud efectiva del filtro al aumentar este parámetro (Figura 5.8).

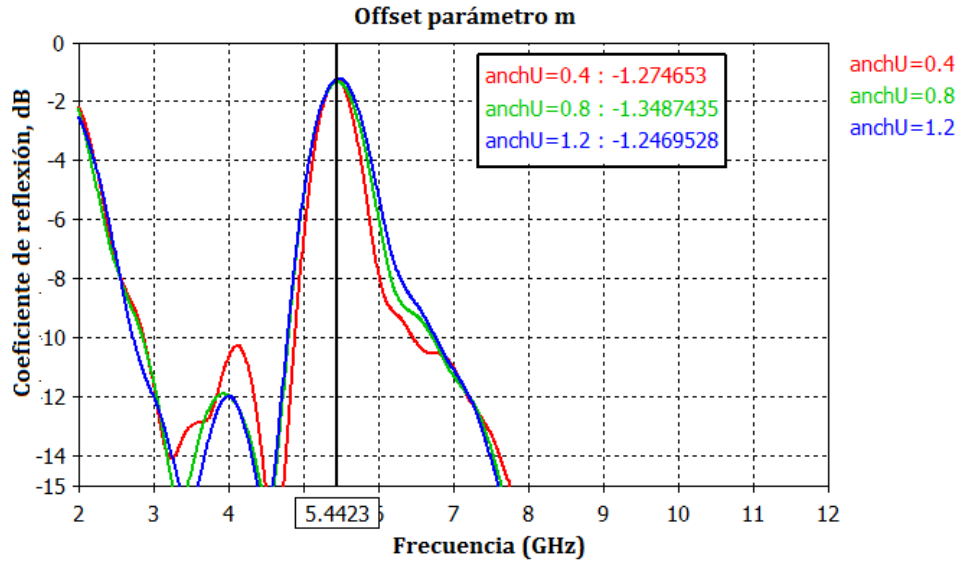


Figura 5.8: Variación de la anchura del filtro en la Antena 1.

Por lo tanto, para conseguir el filtro en la banda de frecuencias indicada (5 GHz - 6 GHz) se varían los parámetros con el software de simulación hasta conseguir las características requeridas. Además, se ha utilizado la técnica consistente en realizar un slot en el plano de masa (*defected ground*) para mejorar la reflexión en la zona baja de frecuencias, produciéndose por ello un empeoramiento de la reflexión en la zona de frecuencias en la que se situará el segundo filtro. En la Figura 5.9 se presenta el esquema definitivo de la Antena 1 con el filtro notch y los slots en el plano de masa y en la Figura 5.10 se presenta el coeficiente de reflexión.

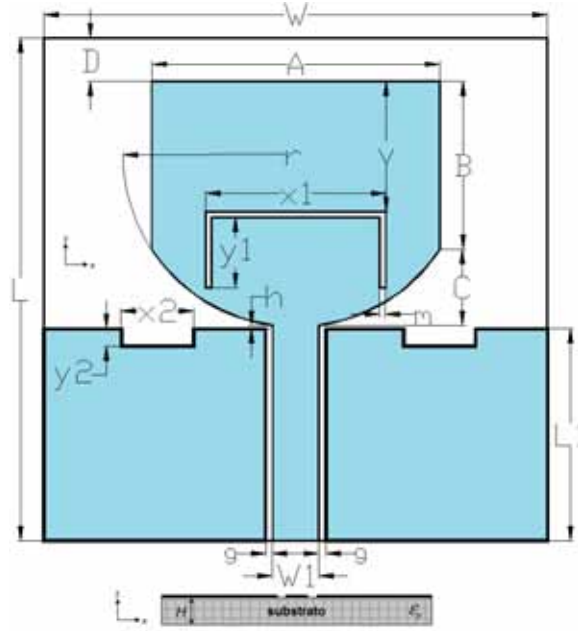


Figura 5.9: Esquema de la Antena 1 con el filtro notch en la banda de 5 GHz a 6 GHz y las ranuras en el plano de masa.

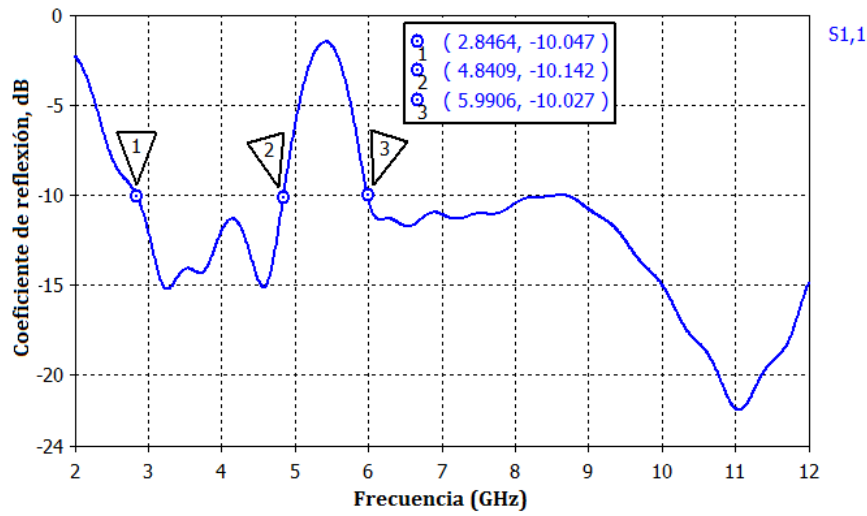


Figura 5.10: Reflexión de la Antena 1 con el filtro notch y las ranuras en el plano de masa.

5.2.3. Antena con dos filtros notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz y una banda superior

En este apartado se presenta la antena con un segundo filtro en una frecuencia superior. Se busca una frecuencia central en torno a los 9.5 GHz. Para ello se utilizará la misma técnica utilizada para el otro filtro pero en este caso las ranuras se realizarán en la línea de transmisión.

La longitud efectiva del filtro para que resuene a la frecuencia de 9.5 GHz estará comprendida entre los siguientes valores:

$$L_{filtro1} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{e1}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 9,5 \cdot 10^9 \sqrt{1,585}} \approx 0,01254 \text{ m} = 12,54 \text{ mm} \quad (5.4)$$

$$L_{filtro2} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{e2}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 9,5 \cdot 10^9 \sqrt{1}} \approx 0,01579 \text{ m} = 15,79 \text{ mm} \quad (5.5)$$

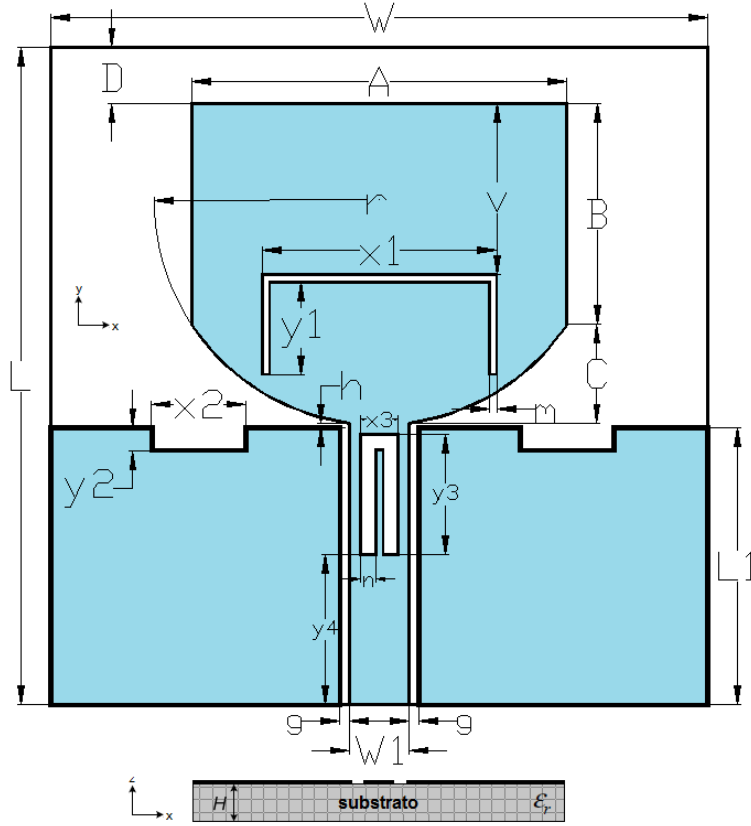


Figura 5.11: Esquema final Antena 1 con filtros completa.

Como se observa en la Figura 5.11, la longitud efectiva del segundo filtro viene dada aproximadamente por $L_e \approx 2 \cdot y3 + x3 \approx 14,8 \text{ mm}$. No debe olvidarse que entran también en juego valores que no se han tenido en cuenta como es la anchura del filtro (n).

Los parámetros de diseño del filtro son exactamente los mismos que se tenían para el caso anterior:

- Longitud efectiva del filtro: $L_e \approx x3 + 2 \cdot y3$
- Distancia del filtro a la línea de alimentación / parche (controlado por $y4$)
- Anchura del filtro: n

Sin embargo, ahora hay un pequeño matiz y es que al estar el filtro situado sobre la línea, los cambios en la posición ($y4$) no sólo afectarán a la profundidad de la resonancia (y en consecuencia a la anchura de la banda de rechazo) sino que también variará el coeficiente de reflexión. No obstante, realizando las simulaciones oportunas, se puede llegar a soluciones bastante interesantes con rechazos muy buenos.

En la Figura 5.12 se presenta una variación del offset del parámetro de diseño $y4$, aumentando la distancia con respecto al parche (eje Y). Como se aprecia para este caso particular, el coeficiente de reflexión empeora significativamente al aumentar dicho offset con respecto a la posición de diseño. Esta diferencia en la posición del filtro de 3 mm con respecto a la posición de diseño óptima ($offset = 2$) hace que el rechazo empeore más de 2 dB y la banda de rechazo se estreche unos 800 MHz.

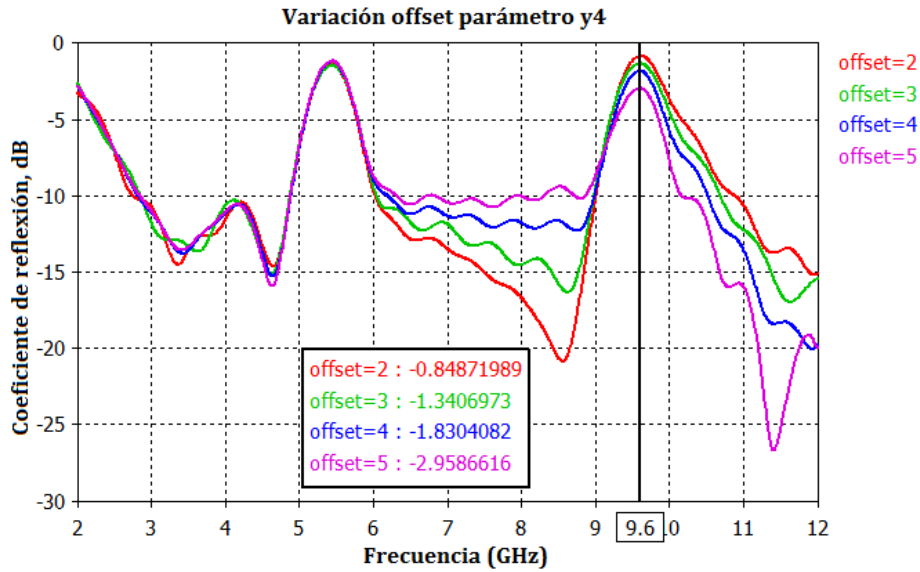


Figura 5.12: Variación del parámetro de diseño y_4 .

Otro aspecto que influye en la forma del filtro es la distribución de la longitud efectiva entre sus diferentes secciones. Un filtro puede tener una longitud determinada, pero estar repartida de forma diferente entre la sección horizontal y las dos verticales.

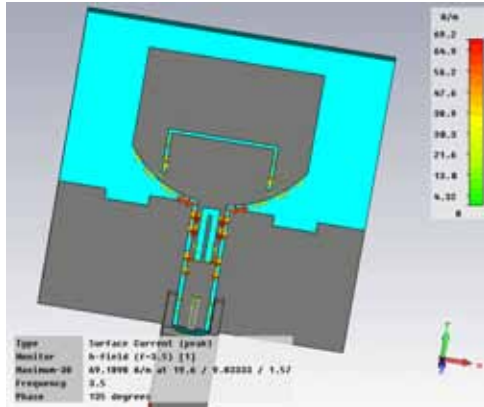
Se ha tratado de diseñar filtros con el mayor rechazo posible, una banda que abarque el conjunto de frecuencias objetivo y tratando de conseguir una respuesta en frecuencia lo más simétrica posible.

Los parámetros seleccionados para el diseño se presentan en la Tabla 5.2.

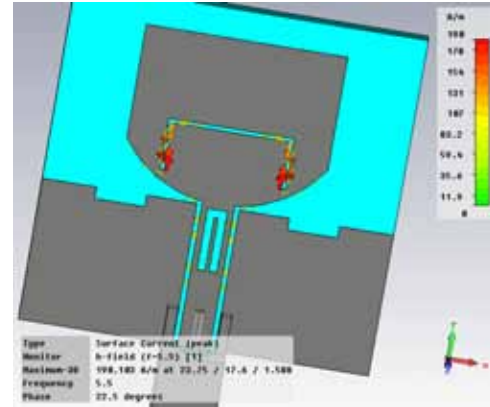
Dimensión	Valor
R	12 mm
h	0.26 mm
W	35 mm
L	35 mm
W_1	3.2 mm
L_1	14.75 mm
g	0.2 mm
A	20 mm
B	11.73 mm
C	5.26 mm
D	3 mm
x1	12.5 mm
y1	4.9 mm
m	0.4 mm
x2	5.06 mm
y2	1.2 mm
x3	2 mm
y3	6.4 mm
n	0.8 mm

Tabla 5.2: Dimensiones optimizadas de Antena 1 completa con filtros.

En la Figura 5.13 se presenta la distribución de la corriente de superficie para tres frecuencias distintas. Se observa que aumenta drásticamente alrededor del filtro para su respectiva frecuencia de resonancia.



(a) Frecuencia: 3.5 GHz.



(b) Frecuencia: 5.5 GHz.



(c) Frecuencia: 9.5 GHz.

Figura 5.13: Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia.

En la Figura 5.14 se presenta el coeficiente de reflexión de la antena completa con los filtros.

La banda de trabajo ($|S_{11}| < -10dB$) se extiende desde los 2.85 GHz hasta algo más de 13 GHz. Si se observa la Figura 5.15 en la que se presenta la relación de onda estacionaria de tensión, se observa que $VSWR < -2$ en toda la banda de trabajo.

Se tienen dos filtros:

- Banda de frecuencias 5 GHz - 6 GHz
 - Banda: 4.86 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1.53 dB
 - VSWR: 11.37
- Banda de frecuencias superior
 - Banda: 9 GHz - 10.8 GHz
 - Rechazo: -1.04 dB
 - VSWR: 16.8

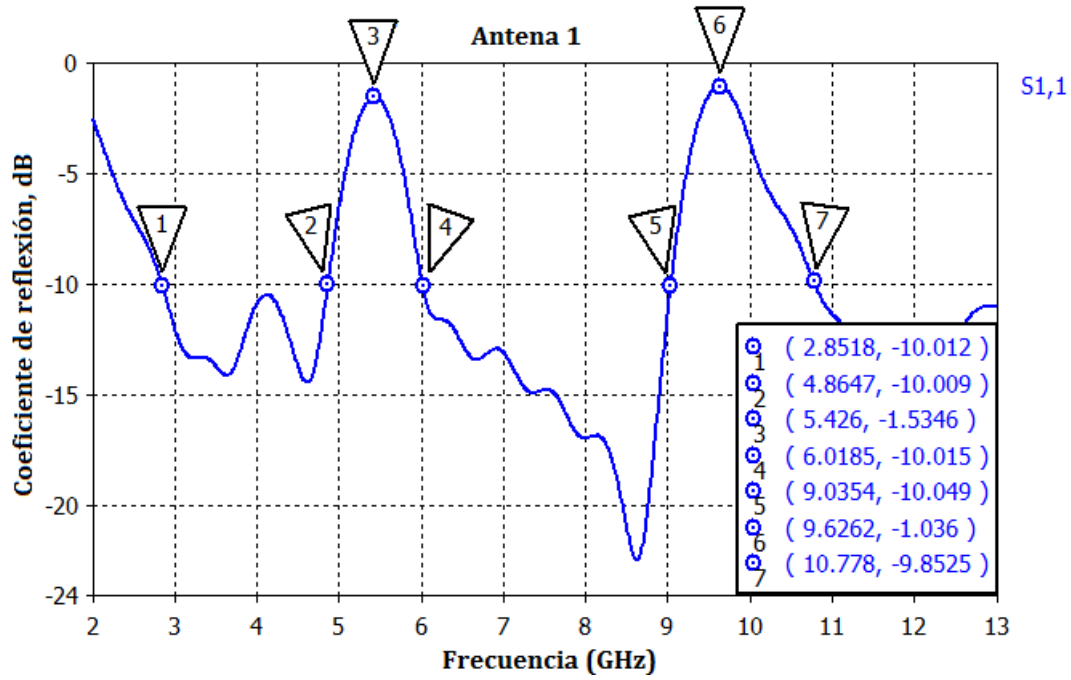


Figura 5.14: Coeficiente de reflexión de la Antena 1 con filtros.

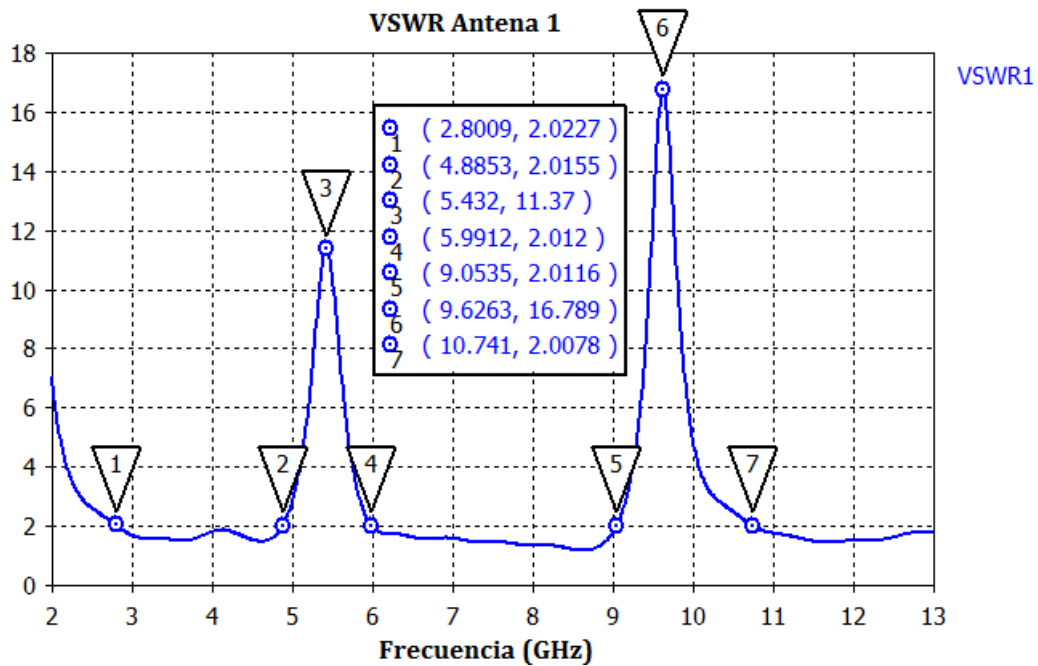


Figura 5.15: VSWR de la Antena 1 con filtros.

Esta antena con filtros incorporados se ha construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se ha medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos se presentarán en capítulos posteriores de esta memoria y se compararán tanto con el coeficiente de reflexión como con los diagramas de radiación obtenidos con el software de simulación.

Se puede concluir que en simulación los resultados obtenidos son bastante buenos (sobre todo el rechazo de los filtros). Sin embargo, y para próximos elementos, se tratará de buscar tamaños algo más reducidos.

5.3. Antena 2: Mickey Mouse Like CPW UWB Antenna

Como se ha mencionado en el apartado anterior, en este caso el objetivo fundamental será el de reducir las dimensiones de la antena. Se busca pues una antena sencilla, con impacto visual, de dimensiones reducidas y con tecnología CPW:

- Sustrato utilizado: **TLY-5A** de Taconic, $\epsilon_r = 2,17$, $H = 1,57$ mm.
- Banda de trabajo mínima: 3.1 GHz - 10.6 GHz (para cumplir la normativa de la FCC).
- 1 filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y otro filtro en una banda superior.

5.3.1. Antena sin filtros

Se parte del diseño de un monopolo circular básico con tecnología CPW (como el presentado en 3.8.2, pero centrándose en la optimización de sus dimensiones).

En la Figura 5.16 se presenta el monopolo circular en tecnología CPW de dimensiones reducidas diseñado y en la Figura 5.17 se presenta el coeficiente de reflexión del mismo.

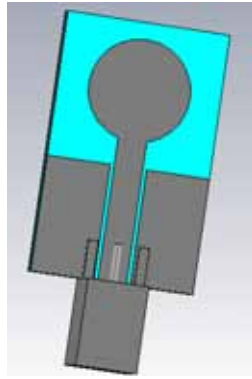


Figura 5.16: Monopolo circular CPW.

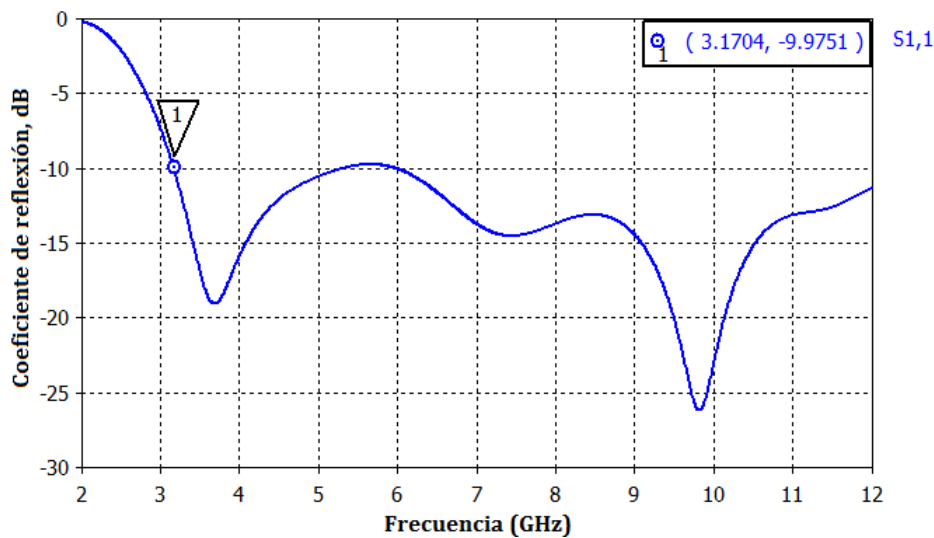


Figura 5.17: Reflexión del monopolo circular en CPW.

Se observan tres resonancias en la banda de interés: 3.7 GHz, 7.4 GHz y 9.8 GHz. Sin embargo, las dos primeras resonancias no son lo suficientemente profundas como para cumplir los requisitos en toda la banda. Existe una zona (entre 5 GHz y 6 GHz) que interesaría mejorar en reflexión, puesto que en este caso se construirá tanto la antenna sin filtros como la antenna con filtros. Para ello y jugando también con el aspecto visual, se modificará el parche añadiendo un par de círculos de menor radio (véase Figura 5.18).

Esta modificación del parche es la que dará nombre a la antenna. Se producirán pequeños cambios en las resonancias, tal y como se presenta en la Figura 5.19, que permiten la mejora de la reflexión.

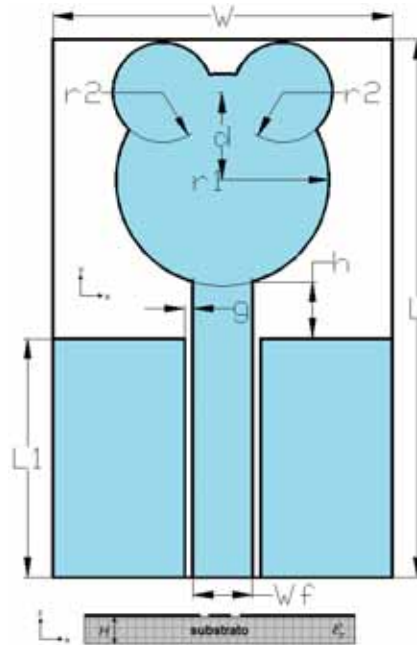


Figura 5.18: Esquema de la Antena 2.

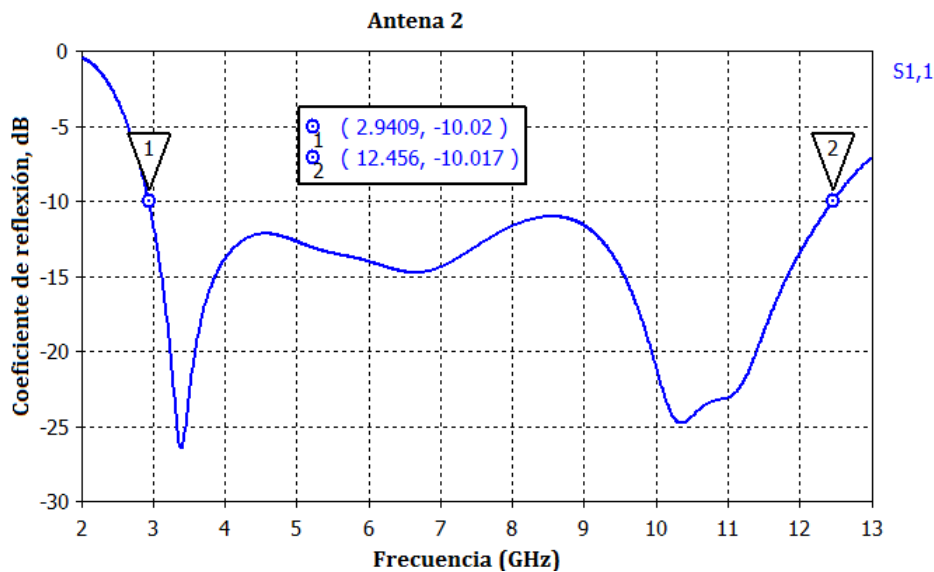


Figura 5.19: Reflexión de la Antena 2.

Como se observa en la Tabla 5.3, se han reducido de una forma considerable las dimensiones de la antenna (27 mm x 17 mm) frente a los 35 mm x 35 mm de la antenna presentada en 5.2.

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10dB$) se extiende desde los 2.94 GHz hasta algo más de 12.45 GHz.

Los parámetros seleccionados para el diseño se presentan en la Tabla 5.3.

Dimensión	Valor
r_1	5.33 mm
h	2.82 mm
W	17 mm
L	27 mm
W_f	3 mm
L_1	12 mm
g	0.4 mm
r_2	2.5 mm
d	4.4 mm

Tabla 5.3: Dimensiones optimizadas de Antena 2.

5.3.2. Antena con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz

En este apartado se realizará un filtro para eliminar la banda de 5 GHz a 6 GHz. Se ha decidido diseñarlo a partir de dos ramas metálicas conectadas al parche, tal y como se muestra en la Figura 5.20.

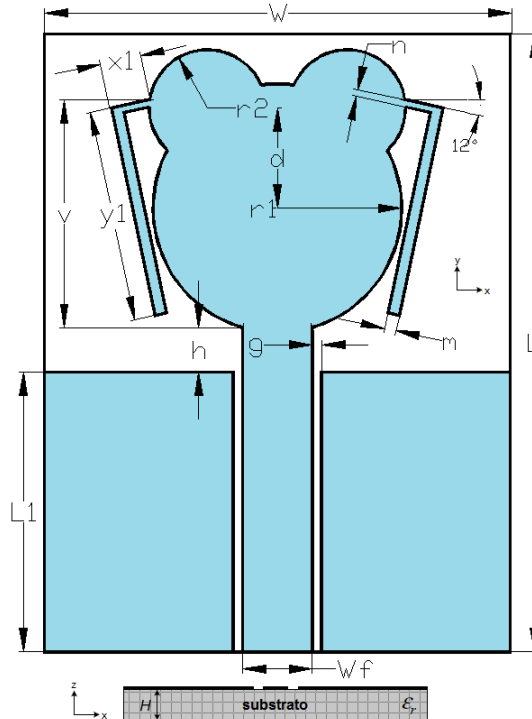


Figura 5.20: Esquema de la Antena 2 con filtro notch de 5 GHz a 6 GHz.

Los parámetros para el diseño del filtro son los siguientes:

- Longitud efectiva del filtro.

- Ángulo de giro con respecto a la horizontal.
- Anchuras m y n de las dos líneas que lo componen.
- Offset en los ejes x e y (v).
- Distancia al parche.

La **longitud efectiva del filtro** para una frecuencia central $f = 5,5 \text{ GHz}$ será aproximadamente:

$$L_{eff} = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 5,5 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{1,585}} = 0,0108 \text{ m} = 10,8 \text{ mm} \quad (5.6)$$

En la Figura 5.21 se presenta un incremento de la longitud del filtro en un rango de 0.5 mm a 2 mm con respecto al parámetro óptimo de diseño. Como se puede observar, un aumento de la longitud efectiva del filtro se traduce en una frecuencia central del filtro más baja. Además, también se aprecia un efecto de variación de la anchura (y simetría) del filtro que se debe probablemente a la influencia del parche y del plano de masa sobre el filtro como consecuencia de la cercanía del mismo a ambas estructuras.

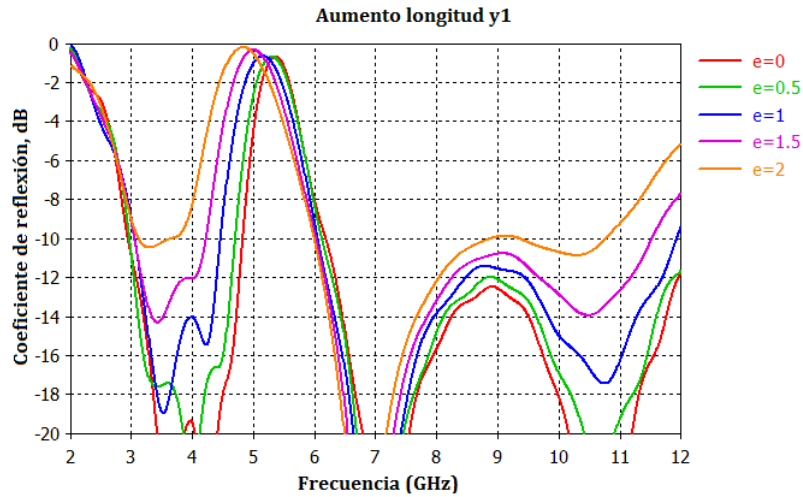


Figura 5.21: Variación de la longitud efectiva del filtro.

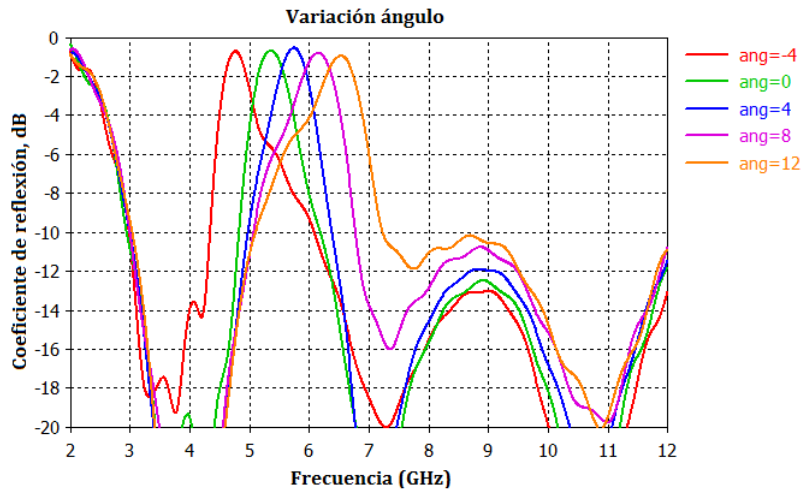


Figura 5.22: Variación del ángulo de giro del filtro.

En la Figura 5.22 se presenta una variación del ángulo de giro del filtro manteniendo la longitud fija. En el diseño final el ángulo es de -12° . Se varía con aumentos de 4° para llegar así desde -16° a 0° (filtro sin girar).

Como se observa, al ir disminuyendo el giro del filtro (y por tanto, al aumentar su distancia con respecto al parche), se va desplazando el filtro en banda hacia frecuencias superiores. Puesto que en este caso se mantiene la anchura de la banda y la respuesta del filtro no experimenta variaciones en su simetría, éste ha sido el método fundamental elegido para seleccionar la frecuencia central del filtro a partir de una longitud fija simulada inicialmente y cercana a la teórica obtenida en la ecuación 5.6. Esto añade la ventaja de la limitación que tenemos en cuanto al espacio limitado que impide variar mucho la longitud del filtro sin tocar el plano de masa.

En la Figura 5.23 se presentan variaciones en el offset tanto en el eje y (Figura 5.23a) como en el x (Figura 5.23b) con respecto a la posición de diseño para que pueda comprobarse el efecto producido en la reflexión.

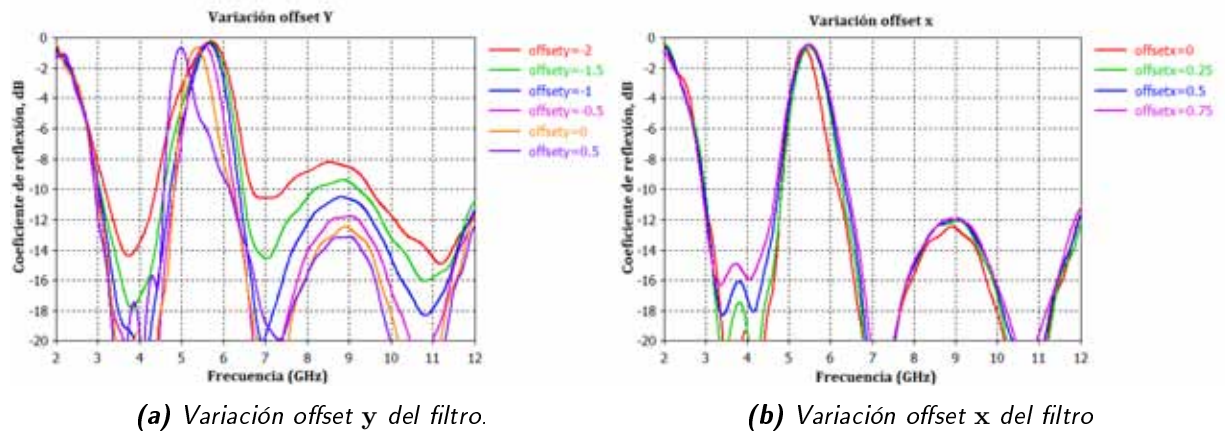


Figura 5.23: Variación del offset en los ejes x e y del filtro.

Variando convenientemente el conjunto de parámetros presentado anteriormente, se obtiene el siguiente filtro:

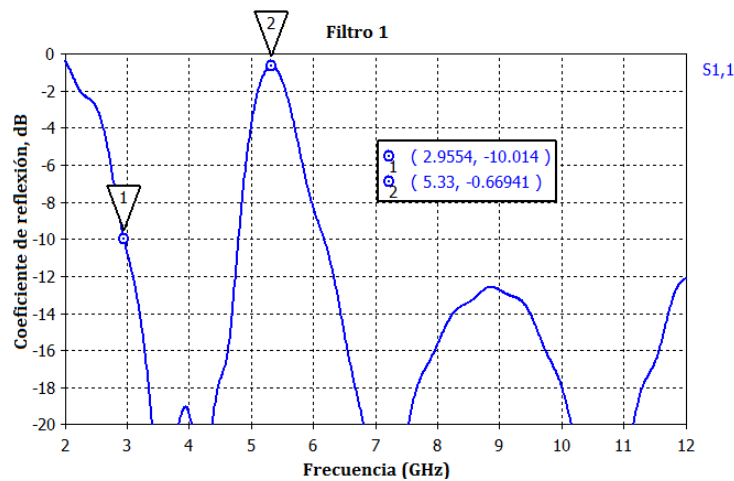


Figura 5.24: Coeficiente de reflexión Antena 2. Filtro 1.

Además de la variación de los parámetros citados anteriormente, se han modificado ligeramente el ancho y el largo de la antena ($W \times L$), además del parámetro h (offset entre el parche y el plano de masa). Para más detalle, compárense Tabla 5.3 y Tabla 5.4.

5.3.3. Antena con dos filtros notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz y una banda superior

El filtro para la banda superior (centrado en 9 GHz) se ha diseñado como una línea espuria en el plano de masa, tal y como se documenta en [12].

Este tipo de filtros se forman con un par de líneas con una longitud aproximada a $\lambda/4$ (referida al centro de la banda de rechazo, f_o). Una de las líneas de acoplo finaliza en circuito abierto. Un cambio en la longitud de la líneas hace variar la frecuencia central del filtro, que puede ser ajustada de forma sencilla.

En la Figura 5.25a se presenta la configuración del filtro en microstrip y la Figura 5.25b muestra un esquema de la red de cuatro puertos equivalente. El puerto 3 termina en una capacidad, representando la capacidad de la discontinuidad al final de la línea.

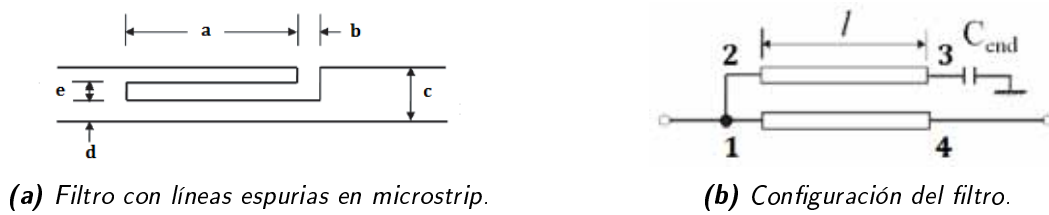


Figura 5.25: Filtro con línea espuria en el plano de masa.

En este caso se ha variado tanto la posición como la longitud efectiva del filtro hasta llegar al resultado final presentado en la Figuras 5.26 y 5.27.

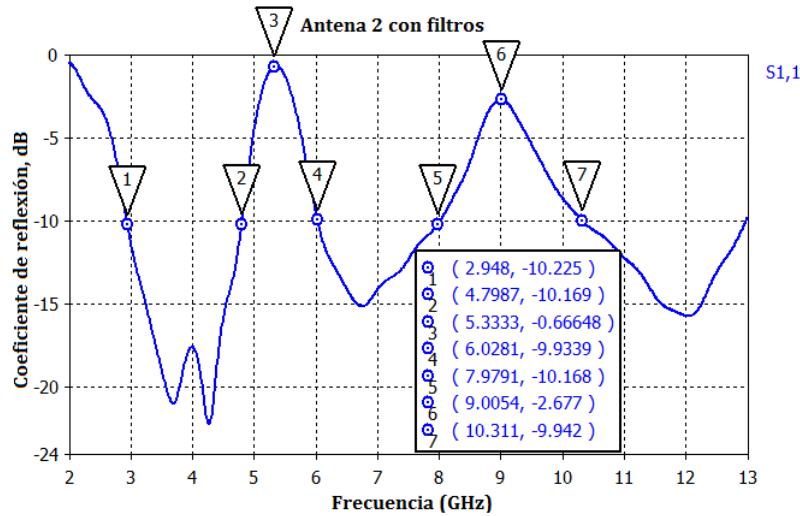


Figura 5.26: Coeficiente de reflexión Antena 2 con filtros.

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) se extiende desde los 2.95 GHz hasta unos 13 GHz. Si se observa la Figura 5.27 en la que se presenta la relación de onda estacionaria de tensión, se observa que $VSWR < 2$ en toda la banda de trabajo. Se tienen dos filtros:

- Banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz
 - Banda: 4.8 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -0.66 dB
 - VSWR: 28.62

- Banda de frecuencias superior
 - Banda: 8 GHz - 10.3 GHz
 - Rechazo: -2.67 dB
 - VSWR: 6.54

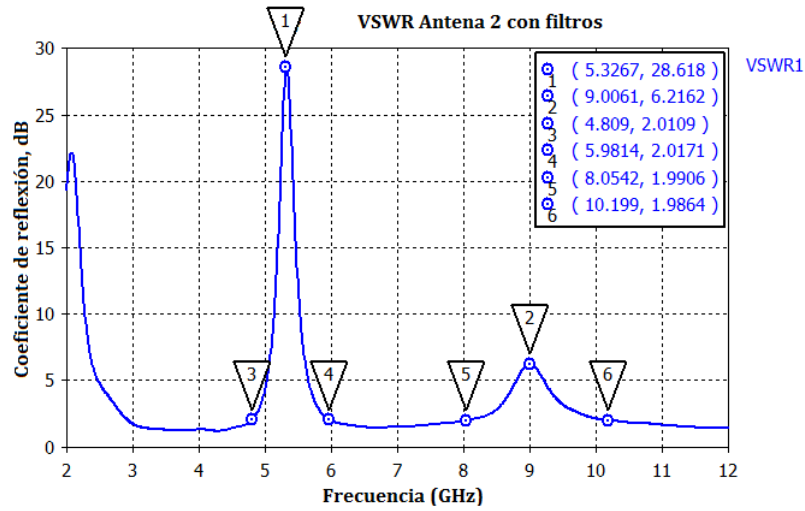
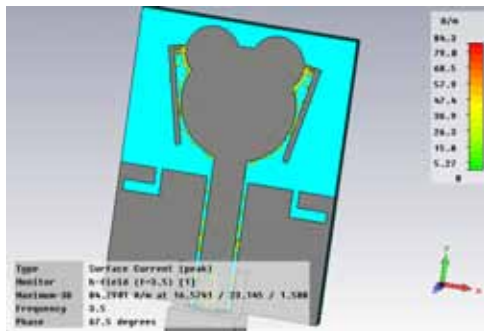
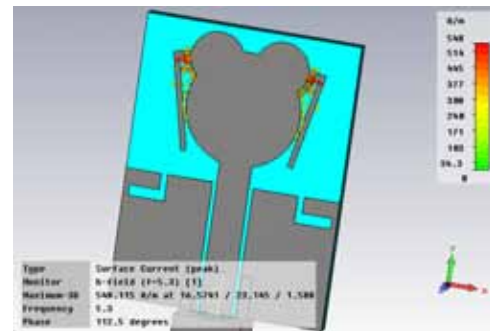


Figura 5.27: VSWR Antena 2 con filtros.

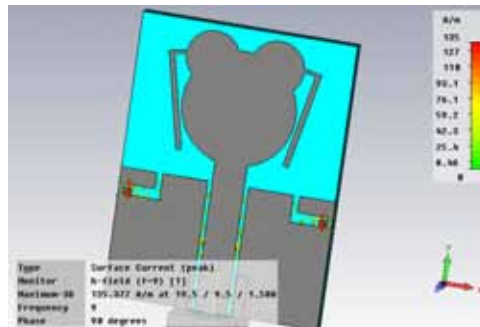
En la Figura 5.28 se presenta de nuevo la distribución de la corriente de superficie para tres frecuencias distintas. Se observa que aumenta drásticamente alrededor del filtro para su respectiva frecuencia de resonancia.



(a) Frecuencia: 3.5 GHz.



(b) Frecuencia: 5.3 GHz.



(c) Frecuencia: 9 GHz.

Figura 5.28: Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de la Antena 2.

El diseño final se presenta en el esquema de la Figura 5.29 y las dimensiones correspondientes en la Tabla 5.4.

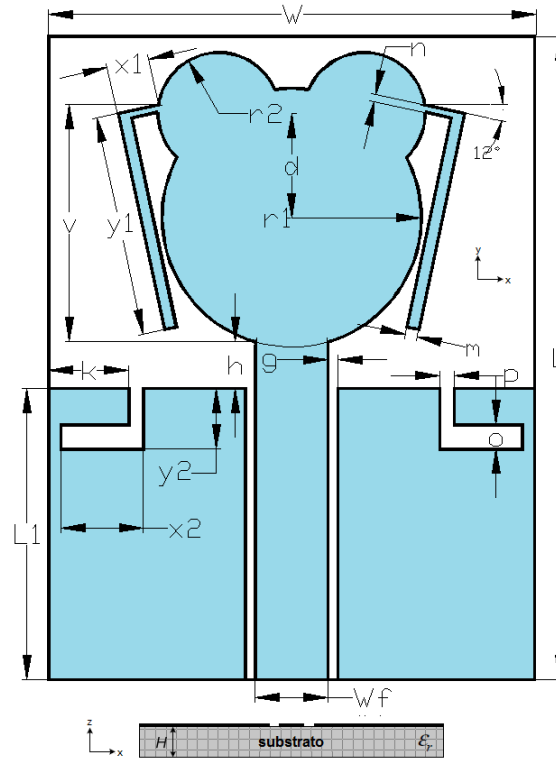


Figura 5.29: Esquema antena completa con filtros.

Dimensión	Valor
r_1	5.33 mm
h	1.92 mm
W	20.06 mm
L	26.5 mm
W_f	3 mm
L_1	12 mm
g	1 mm
r_2	2.5 mm
d	4.3 mm
x_1	1.75 mm
y_1	9.1 mm
v	9.77 mm
x_2	3.4 mm
y_2	2.5 mm
k	3.3 mm
n	0.3 mm
m	0.5 mm
o	1 mm
p	0.6 mm

Tabla 5.4: Dimensiones optimizadas de Antena 2 con filtros.

Al igual que la anterior, también se han construido y medido estas antenas (en este caso versión con y sin filtros). Se presentarán los resultados en capítulos posteriores para compararlos con los obtenidos en simulación. En el próximo apartado **tratará de diseñarse esta antena alimentada en microstrip**.

5.4. Antena 3: Mickey Mouse Like Microstrip UWB Antenna

Se pretende realizar una antena UWB como la presentada en el apartado anterior pero alimentada con microstrip y con dos filtros notch (como en 5.2).

- Sustrato utilizado: **TLY-5A** de Taconic, $\epsilon_r = 2,17$, $H = 1,57$ mm.
- Banda de trabajo mínima: 3.1 GHz - 10.6 GHz (para cumplir la normativa de la FCC).
- 1 filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y otro filtro en una banda superior.

5.4.1. Antena sin filtros

Normalmente en el diseño se comienza con el ancho inicial de pista indicado por *LineCalc* para el diseño de una línea de 50Ω y se realiza un paramétrico para su ajuste definitivo. Sin embargo, en este caso y al tratarse de un sustrato de $\epsilon_r = 2,17$, se obtiene una pista de valor teórico muy ancho ($W_f \approx 5,1$ mm).

Se parte de un diseño inicial con $W_f = 3,8$ mm y con el parche diseñado para la antena presentada en 5.3, con una pequeña modificación en el plano de masa. El acortar el plano de masa implica que parte de lo que antes era línea ahora pasa a ser parche. El coeficiente de reflexión obtenido se presenta en la Figura 5.30.

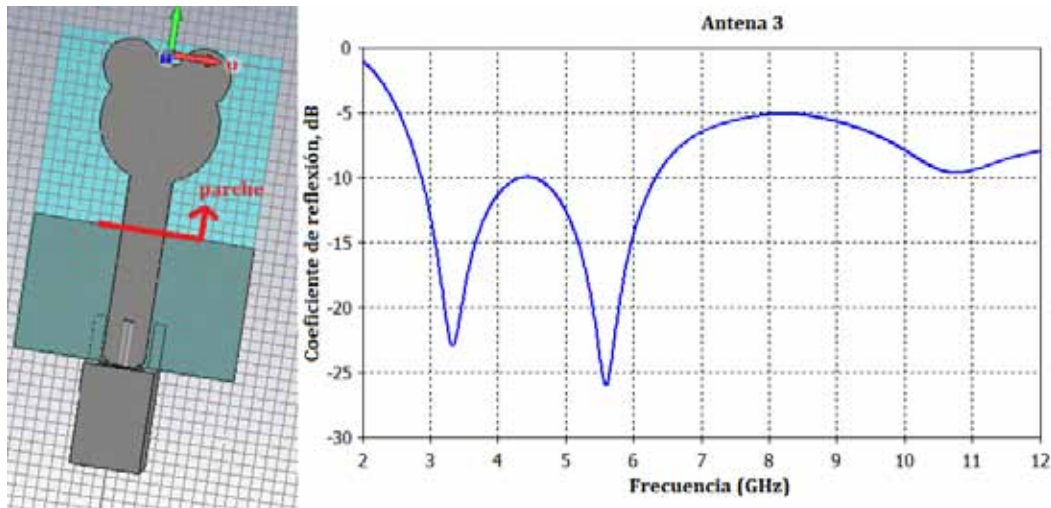


Figura 5.30: Reflexión versión inicial Antena 3.

Como se aprecia, el coeficiente de reflexión presenta una banda de trabajo comprendida entre 2.9 GHz y 6.3 GHz.

Una posible solución consiste en hacer una sección adaptadora. Para ello se simulará el parche en *ADS* y se variarán los parámetros convenientemente para tener un diseño inicial del que partir en *CST*. Esto se realizará de esta forma porque la simulación en *ADS* es inmediata (mediante

la opción *Tune* se observa el tiempo real el efecto de variar un determinado parámetro) frente al tiempo invertido en cada una de las simulaciones en *CST*.

El procedimiento seguido se muestra en la Figura 5.31. Por un lado se simula el parche en *CST* con una sección muy pequeña de plano de masa (la suficiente para que no haya errores en simulación). Se exportan los datos a *ADS* y en éste se diseña la sección adaptadora utilizando las líneas microstrip.

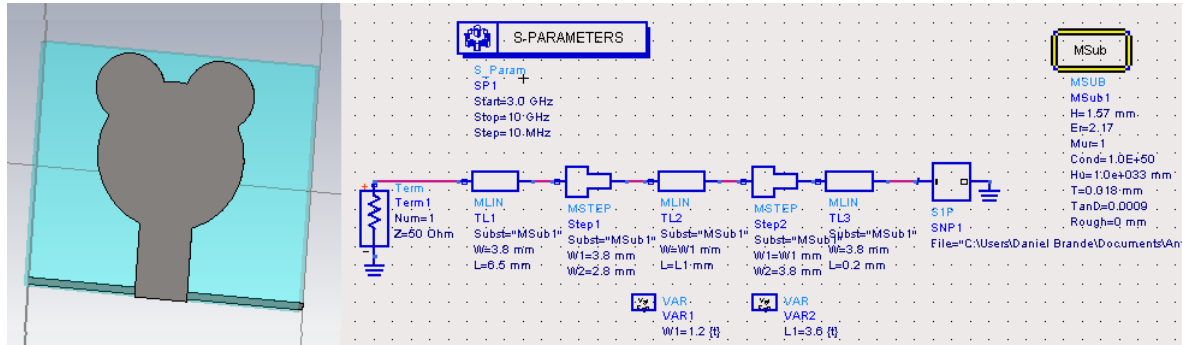


Figura 5.31: Diseño en ADS de la sección adaptadora.

Los resultados obtenidos se presentan en la Figura 5.32 y el esquema de la antenna en la Figura 5.33.

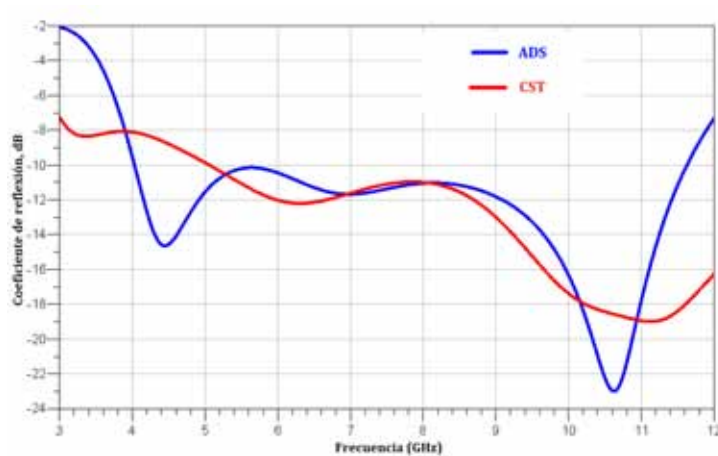


Figura 5.32: Resultados antenna con sección adaptadora.

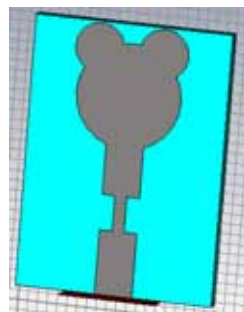


Figura 5.33: Esquema de la antenna con sección adaptadora.

Con esto, se tiene un diseño inicial del que partir en *CST* para acabar de diseñar la antenna en microstrip. Posteriormente se añade el conector y se trata de mejorar la zona de 3 GHz a 5 GHz optimizando de nuevo la longitud y la anchura de la sección adaptadora.

Como se observa en la Figura 5.34, ahora la antena sin filtros presenta un coeficiente de reflexión razonable, con una pequeña zona a -9 dB en torno a los 8.5 GHz que no se optimizará porque el objetivo perseguido es el de hacer dos filtros (cuyas resonancias mejorarán el coeficiente de reflexión en zonas próximas a su correspondiente banda de rechazo) y uno de ellos estará en torno a esa frecuencia.

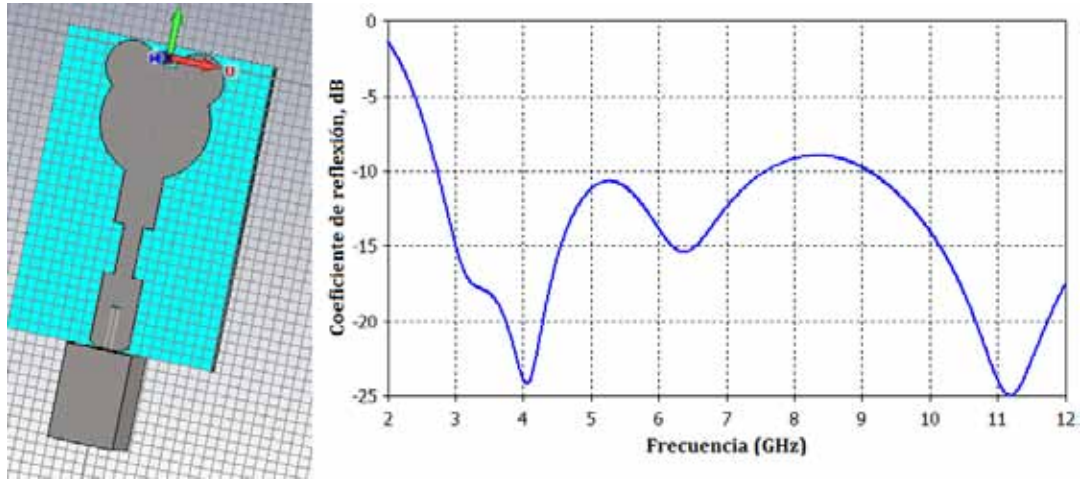


Figura 5.34: Reflexión Antena 3 sin filtros.

Para evitar cortocircuitos entre la pista y el conector (debido a la anchura de la pista) se han realizado dos chaflanes en la zona de unión de ambos. Esto ya se comentó en 5.2.1, pero en ese caso podía evitarse con otro parámetro de diseño: g , el espacio entre el plano de masa y la línea en CPW.

El esquema de la antena sin filtros es el que se presenta en la Figura 5.35.

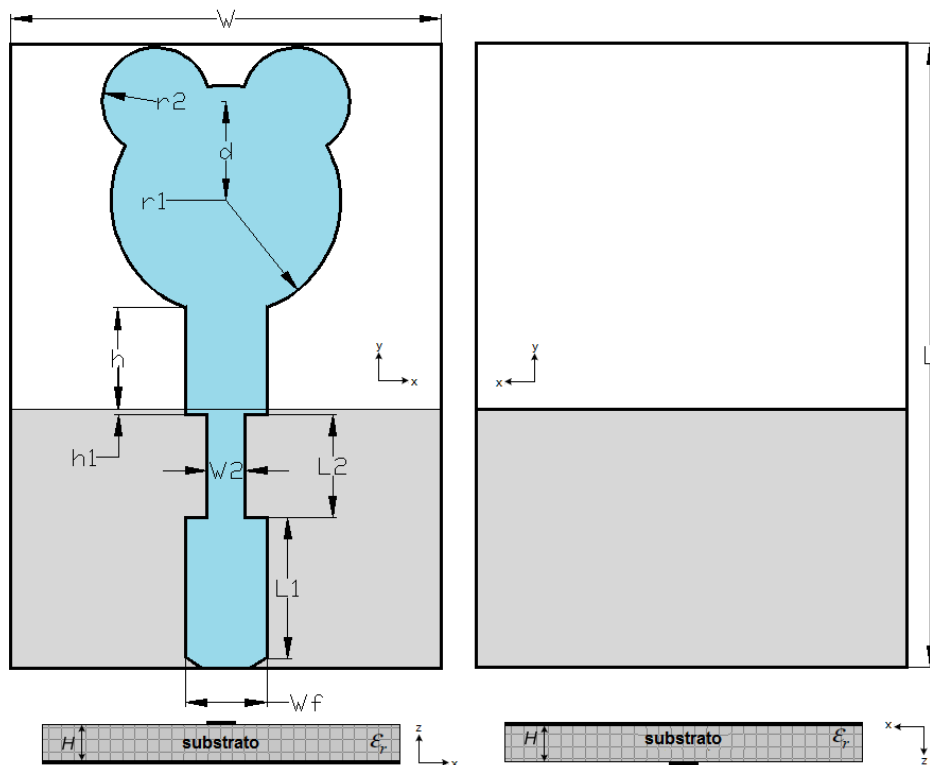


Figura 5.35: Esquema Antena 3 sin filtros.

Los parámetros seleccionados para el diseño se presentan en la Tabla 5.5.

Dimensión	Valor
r_1	5.33 mm
h	4.70 mm
W	20 mm
L	29 mm
W_f	3.8 mm
L_1	6.56 mm
L_2	4.8 mm
h_1	0.25 mm
r_2	2.5 mm
d	4.6 mm

Tabla 5.5: Dimensiones optimizadas de Antena 3 sin filtros.

5.4.2. Antena con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz

En este apartado se presenta un filtro notch similar al visto en 5.3.2. Ha variado la estructura de la antena y, en consecuencia, la del filtro. Sin embargo, los parámetros de diseño son los mismos que se presentaron en la sección citada y para diseñarlo se ha seguido exactamente el mismo procedimiento.

Como se indicó en la ecuación 5.3.2, la longitud efectiva esperada estaba en torno a $L_{eff} = 10,8 \text{ mm}$. El filtro presentado presenta una longitud total que ronda los $11,3 \text{ mm}$ como se podrá comprobar en la tabla de parámetros de diseño proporcionada al final de esta sección.

El resultado para este caso concreto se presenta en la Figura 5.36.

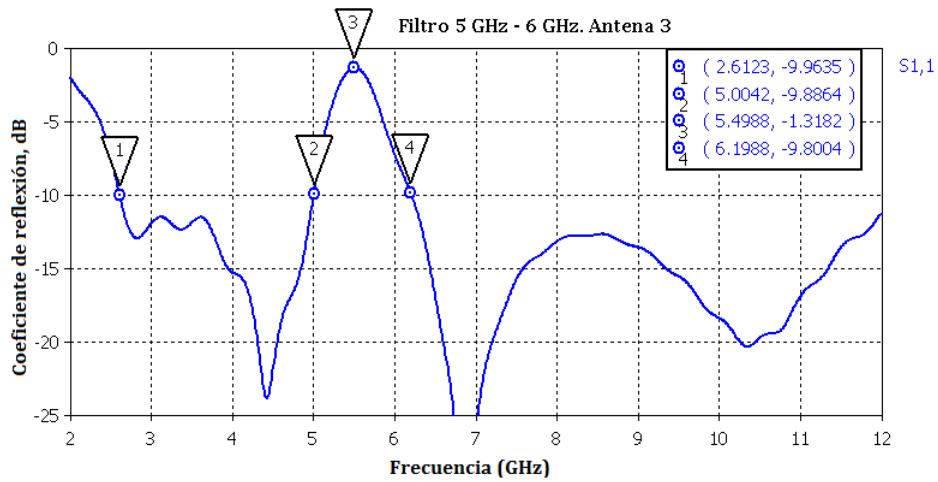


Figura 5.36: Reflexión Antena 3 con filtro notch 5 GHz - 6 GHz.

Tal y como se ha comentaba anteriormente, las nuevas resonancias del filtro mejoran la reflexión en el resto de la banda. En este caso y comparando con 5.3.2, el rechazo del filtro es algo peor. Sin embargo, se consigue que la frecuencia de máximo rechazo sea exactamente 5.5 GHz. El resto de la banda es muy similar en comportamiento, a pesar de las diferentes estructuras de alimentación utilizadas para alimentar sendos parches (que también se han variado ligeramente).

El esquema de la antena con el filtro se presenta en la Figura 5.37.

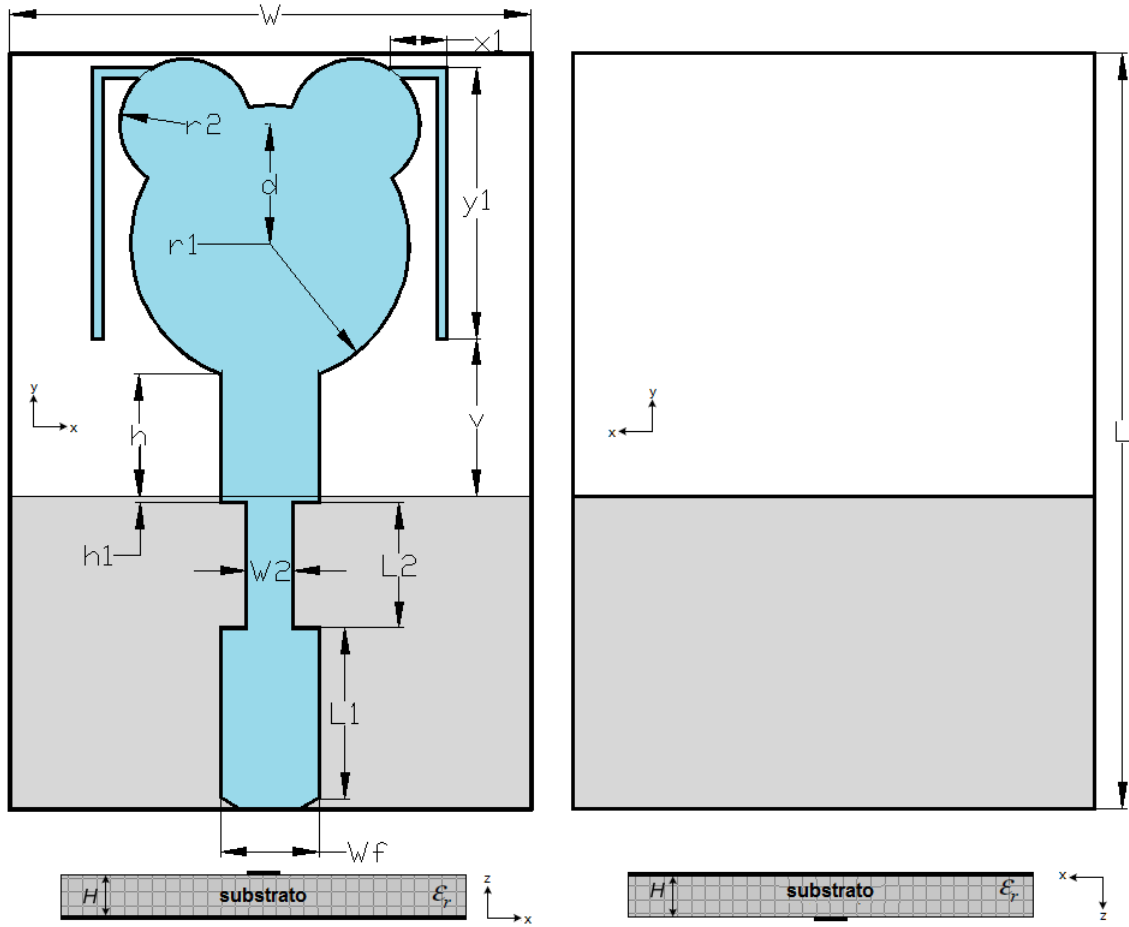


Figura 5.37: Esquema Antena 3 con filtro notch 5 GHz - 6 GHz.

5.4.3. Antena con dos filtros notch para eliminar la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y una banda superior

En este caso el filtro para la banda superior se ha diseñado con dos tiras metálicas en forma de L situadas a ambos lados de la línea de alimentación. Los resultados que se habrían obtenido si se hubiese realizado el filtro notch con forma de L en el plano de masa trasero deberían ser muy similares y no deberían ser muy diferentes tampoco a los que se obtuvieron con líneas espurias en 5.3.3.

Se busca, por tanto, un filtro centrado en torno a los 9 GHz, con una banda de rechazo de unos 2 GHz y con un rechazo algo mejor al obtenido en 5.3.3 (-2.67 dB). Por ello se ha probado una nueva zona para realizar la estructura de filtrado y para poder comparar posteriormente los resultados entre antenas bastante semejantes.

Los parámetros de diseño del filtro son:

- Longitud efectiva del filtro (controlado por x_2, y_2, o, n).
- Distancia a la línea de entrada (controlado por p).
- Offset en el eje Y (controlado por z).

La variación de la longitud efectiva, tal y como ya se ha comentado, permite seleccionar la frecuencia de centro del filtro. En la Figura 5.38 se presenta una variación de la longitud de la rama horizontal del filtro con forma de L. El parámetro indicado en la zona de la derecha de la gráfica indica el offset horizontal: la gráfica $le = -1$ indica un alargamiento de 1 mm con respecto a la longitud de diseño elegida, $le = 0$ es el parámetro seleccionado de diseño y $le = 1, 2, 3, 4$ presentan las diferentes gráficas con filtros acortados 1, 2, 3 y 4 mm respectivamente, con respecto al diseño elegido. Se observa que a medida que se acorta el filtro aumenta la frecuencia central.

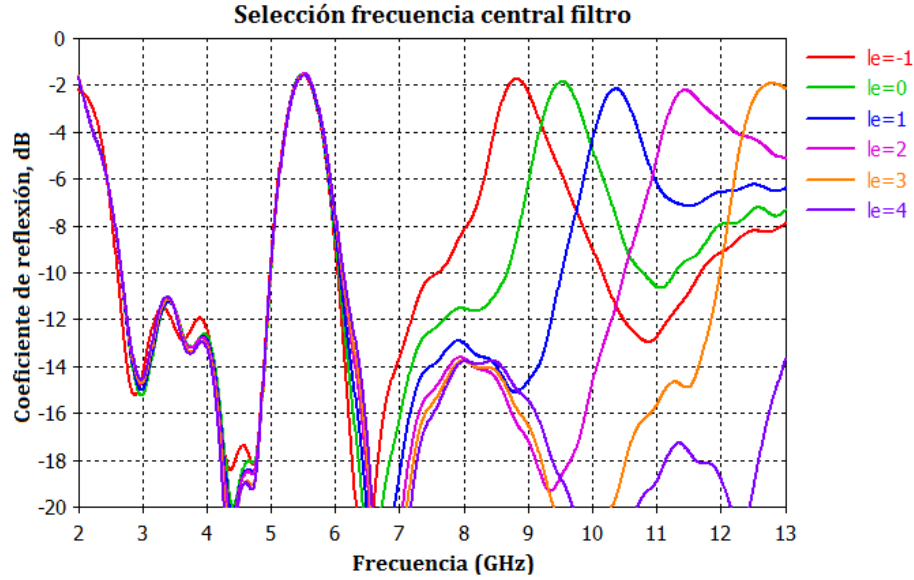


Figura 5.38: Variación longitud efectiva del filtro.

Con la variación del offset en el eje Y se obtienen los resultados que se muestran en la Figura 5.39. El **desplazamiento del filtro en el eje Y** también influye en la anchura del filtro, pero deforma ligeramente su simetría. Esto unido al efecto que tiene sobre la banda próxima a la de rechazo ha sido determinante a la hora de variar fundamentalmente la distancia con respecto a la línea de entrada para seleccionar, tanto el rechazo, como el ancho de la banda del mismo (véase Figura 5.40).

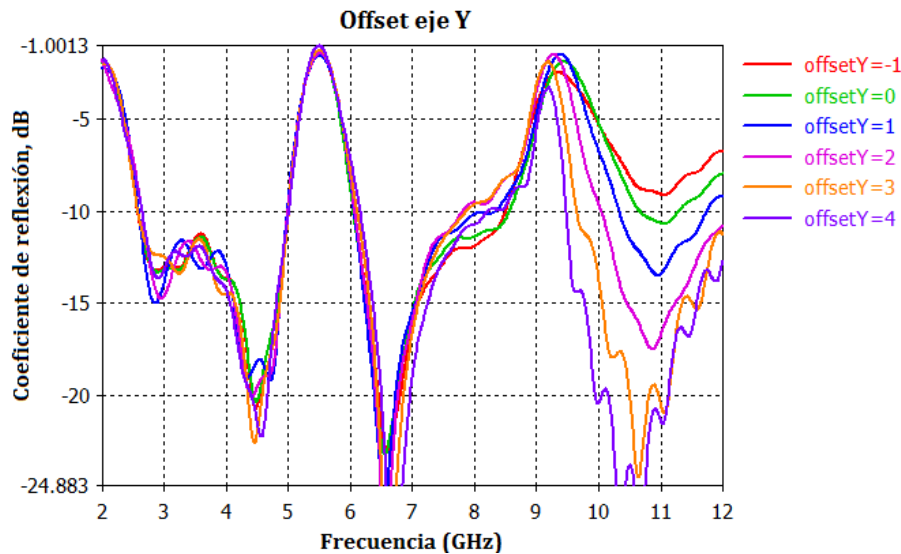


Figura 5.39: Variación posición filtro en eje Y.

Con la **distancia a la línea de entrada** se puede variar la anchura de banda del filtro, tal y como se muestra en la Figura 5.40. A medida que se aleja el filtro de la línea de entrada disminuye la profundidad de la resonancia, con lo que empeora el rechazo y el ancho de banda del filtro es menor.

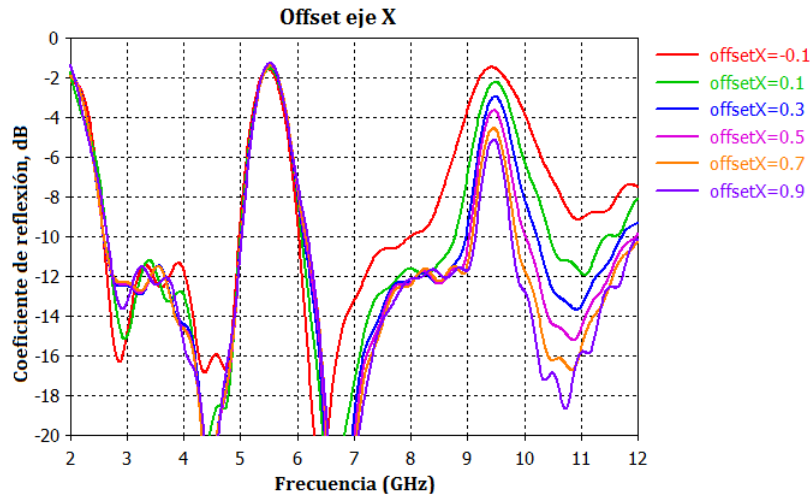
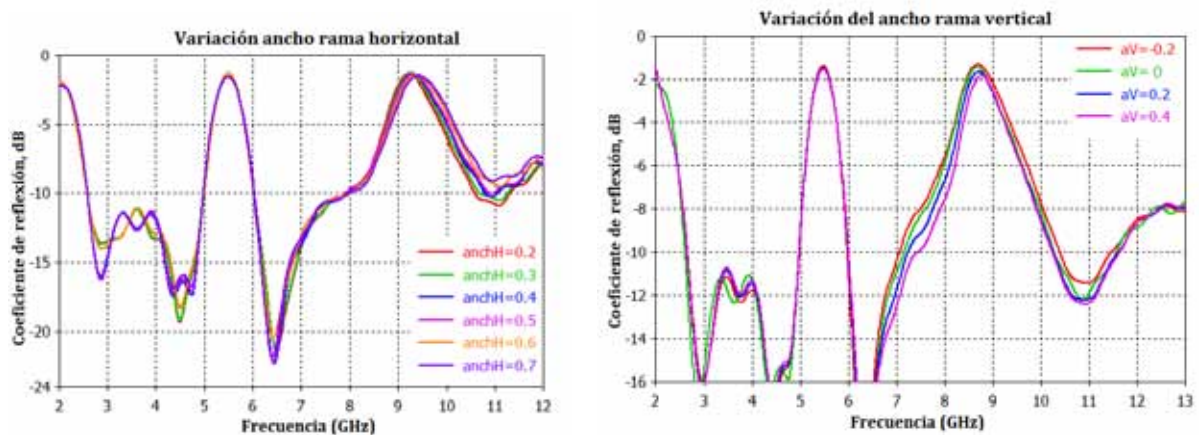


Figura 5.40: Variación distancia a la línea de entrada.

En la Figura 5.41 se presentan los efectos derivados de la variación del ancho de la rama horizontal del filtro (Figura 5.41a) y el ancho de la rama vertical (Figura 5.41b).



(a) Variación ancho rama horizontal del filtro.

(b) Variación ancho rama vertical del filtro.

Figura 5.41: Efecto de la variación del ancho de las dos ramas del filtro.

Como se observa en la Figura 5.41a, una variación del ancho en la rama horizontal afecta de manera desigual a la anchura de la banda. El aumento del ancho hace que la banda superior sea mayor, manteniéndose prácticamente igual la inferior. Esto nos permite solventar las posibles asimetrías del filtro, siempre y cuando sean moderadas. Cada una de las curvas representa la reflexión para el ancho indicado en la leyenda.

Ocurre lo mismo pero para la banda inferior para el caso de la variación del ancho de la rama vertical (véase Figura 5.41b). En este caso la leyenda muestra el incremento (o decremento con signo negativo) con respecto al valor elegido para el diseño.

De esta forma y una vez seleccionada la ubicación del filtro, se pueden corregir pequeñas irregularidades para que el filtro quede lo más simétrico posible.

El esquema de la antena final y sus parámetros se presentan en la Figura 5.42 y en la Tabla 5.6, respectivamente.

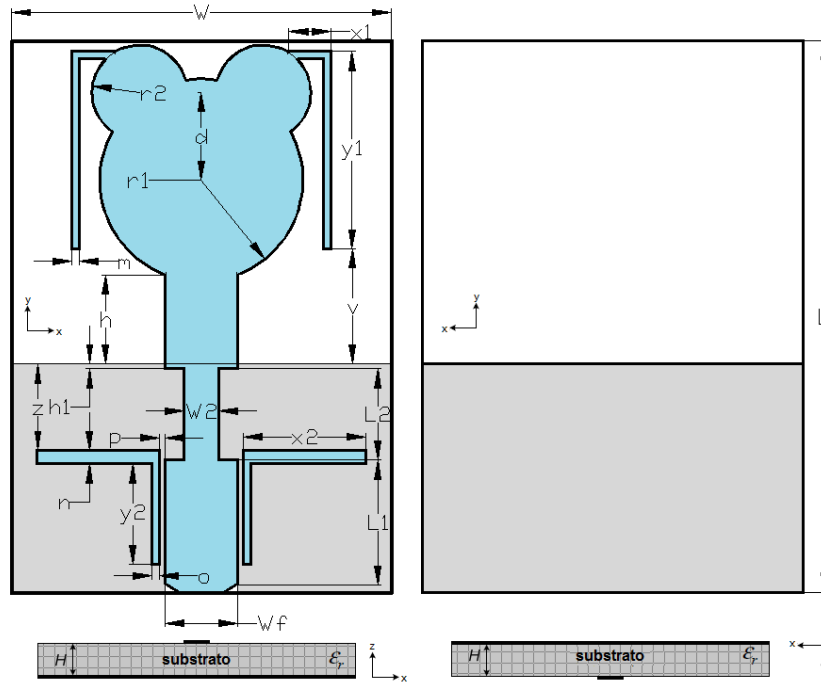


Figura 5.42: Esquema de la Antena 3 con filtros completa.

Dimensión	Valor
r_1	5.33 mm
h	4.70 mm
W	20 mm
L	29 mm
W_f	3.8 mm
L_1	6.56 mm
L_2	4.8 mm
W_2	1.8 mm
h_1	0.25 mm
r_2	2.5 mm
d	4.6 mm
m	0.4 mm
n	0.7 mm
o	0.4 mm
p	0.3 mm
x_1	2.2 mm
y_1	10.4 mm
x_2	6.45 mm
y_2	5.3 mm
h_1	0.25 mm
v	6.05 mm
z	4.55 mm

Tabla 5.6: Dimensiones optimizadas de Antena 3 con filtros.

En la Figura 5.43 se presenta de nuevo la distribución de la corriente de superficie para tres frecuencias distintas. Se observa que aumenta drásticamente alrededor del filtro para su respectiva frecuencia de resonancia.

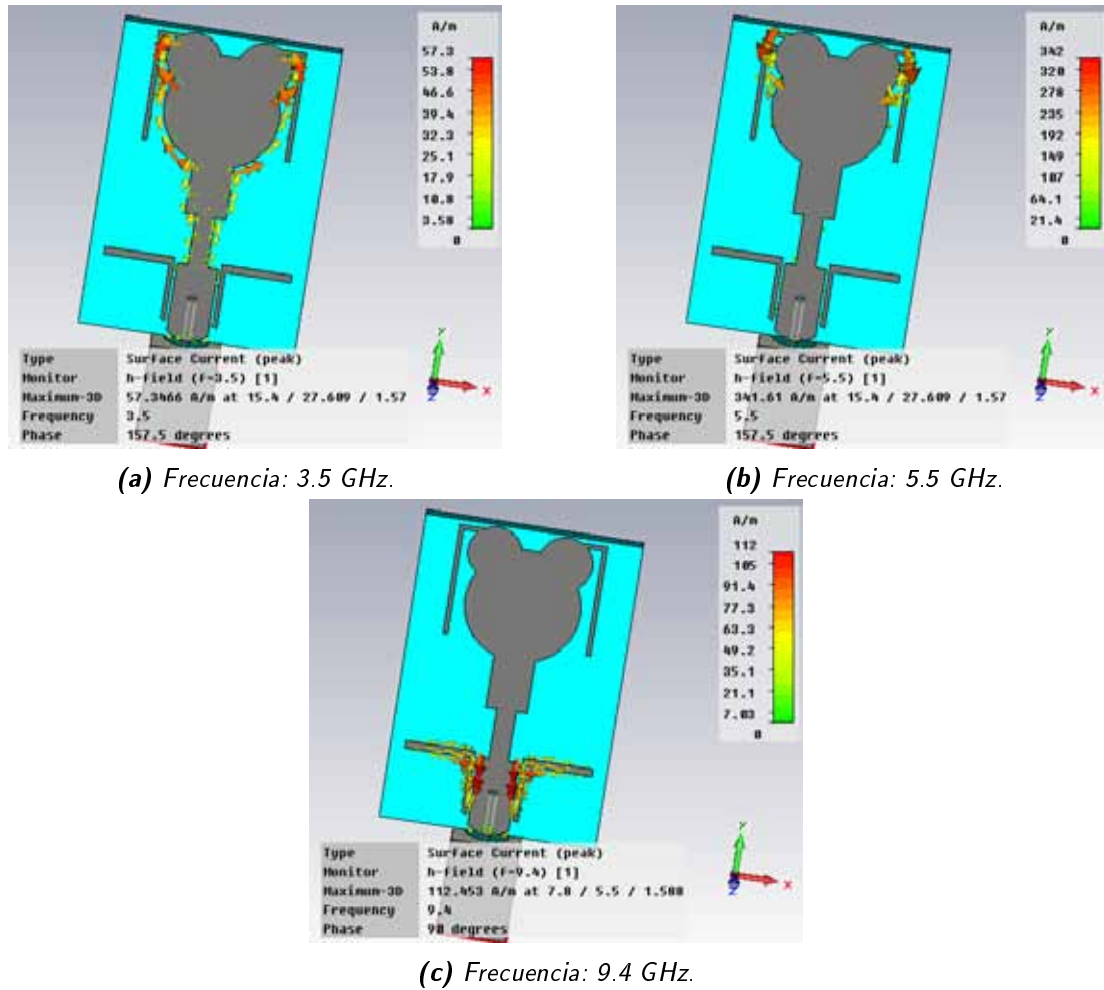


Figura 5.43: Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de la Antena 3.

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) se extiende desde los 2.6 GHz hasta algo más de 11 GHz (Figura 5.44). Si se observa la Figura 5.45 en la que se presenta la relación de onda estacionaria de tensión, se observa que $VSWR < 2$ en toda la banda de trabajo. Se tienen dos filtros:

- Banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz
 - Banda: 5 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1.32 dB
 - VSWR: 13.15
- Banda de frecuencias superior
 - Banda: 8.6 GHz - 10.6 GHz
 - Rechazo: -1.86 dB
 - VSWR: 9.41

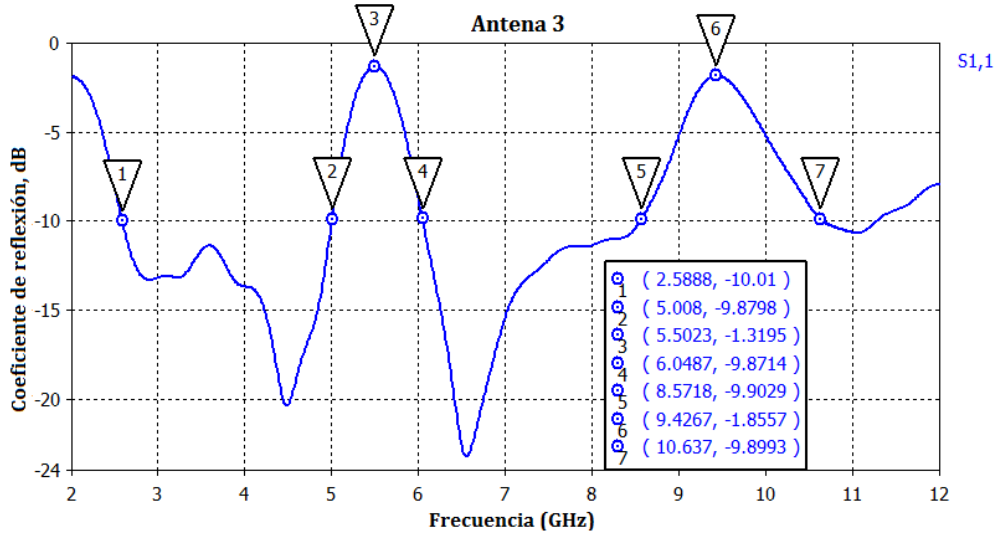


Figura 5.44: Coeficiente de reflexión Antena 3 con filtros.

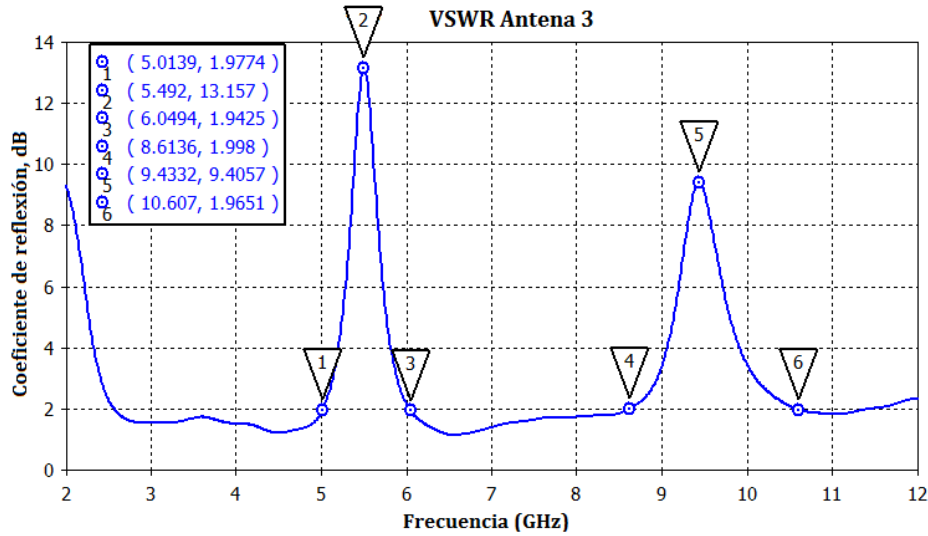


Figura 5.45: VSWR Antena 3 con filtros.

Esta antena con filtros incorporados también se ha construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se ha medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos se presentarán en capítulos posteriores de esta memoria y se comparará con la diseñada en 5.3.

5.5. Antena 4: *Band Limited UWB Antenna*

Se pretende realizar una antena UWB que tenga las siguientes características:

- Sustrato utilizado: **TLY-5A** de Taconic, $\epsilon_r = 2,17$, $H = 1,57$ mm.
- Banda de trabajo: 3 GHz a 4.75 GHz para operar en el primer grupo de canales del sistema MB-OFDM UWB, tal y como se indicó en 4.5.

Se parte del monopolo circular diseñado en CPW y sin filtros notch, que presenta el coeficiente de reflexión presentado en la Figura 5.46.

Posteriormente, habrá que diseñar un filtro paso bajo que, añadido a la antena, permita que la banda de trabajo sea la que se busca. No se pretende que el filtro a diseñar sea óptimo en lo que respecta a sus valores de transmisión y recepción. Lo mas importante es que pueda añadirse a la antena sin aumentar el tamaño del conjunto y que la reflexión en la banda de interés sea la buscada.

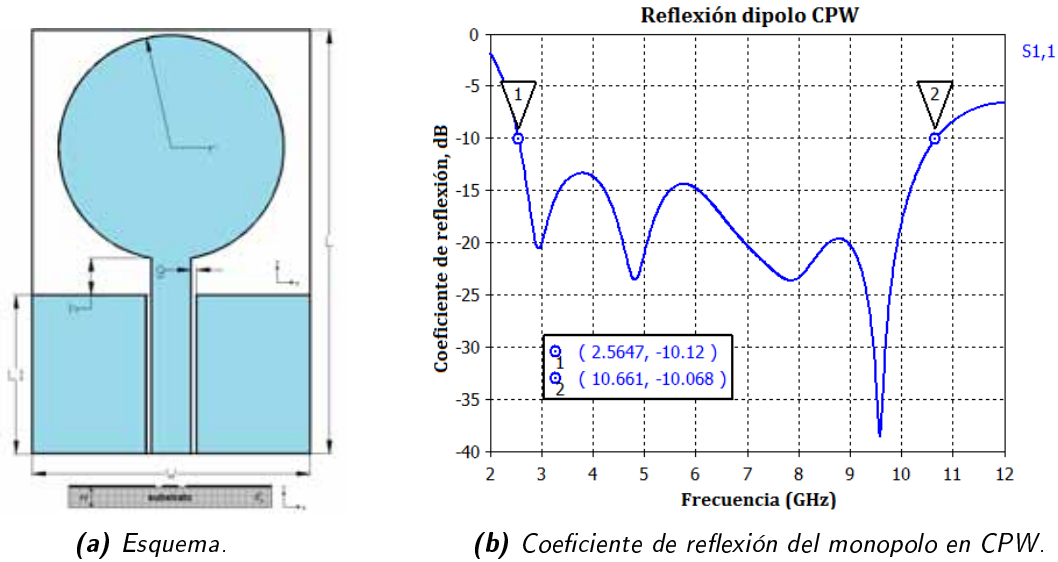


Figura 5.46: Esquema del monopolo en CPW y coeficiente de reflexión del que se parte para el diseño de la Antena 4.

La idea inicial sería la de añadir al monopolo en CPW diseñado en CST, el filtro teórico obtenido en ADS para tratar de predecir el comportamiento de ambos elementos juntos y de esta manera tener una ligera idea de lo que se podría obtener en el mejor de los casos.

El coeficiente de reflexión del filtro teórico sería el que se presenta en la Figura 5.47.

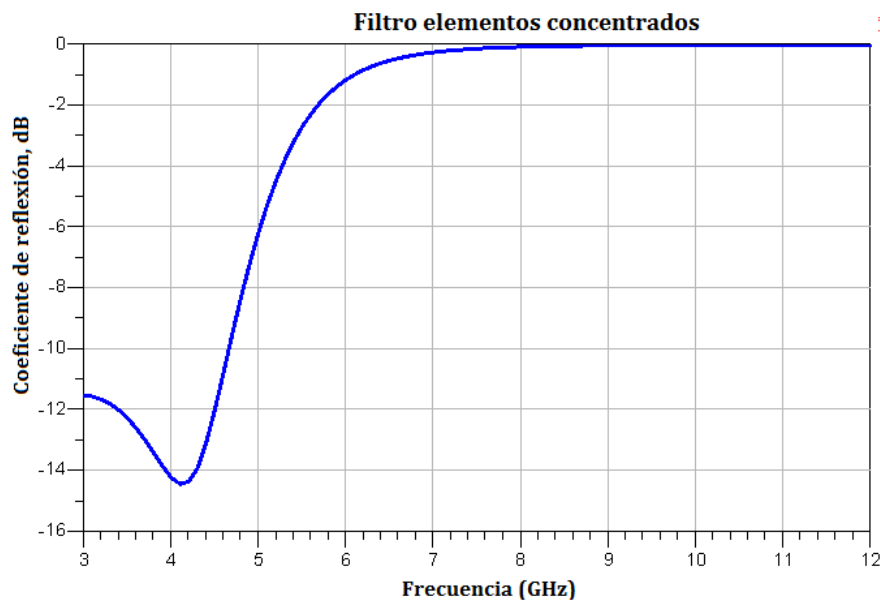


Figura 5.47: Coeficiente de reflexión filtro paso bajo con elementos concentrados.

El esquemático del filtro con elementos discretos se presenta en la Figura 5.48.

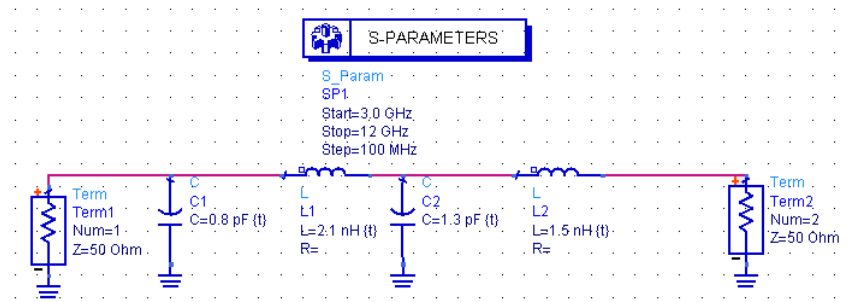


Figura 5.48: Esquema filtro paso bajo con elementos concentrados.

Utilizando ADS puede simularse el comportamiento de ambas redes conectadas entre sí, tal y como se muestra en 5.49. El elemento rodeado en rojo representa el comportamiento en frecuencia simulado de la antenna en CST (Figura 5.49).

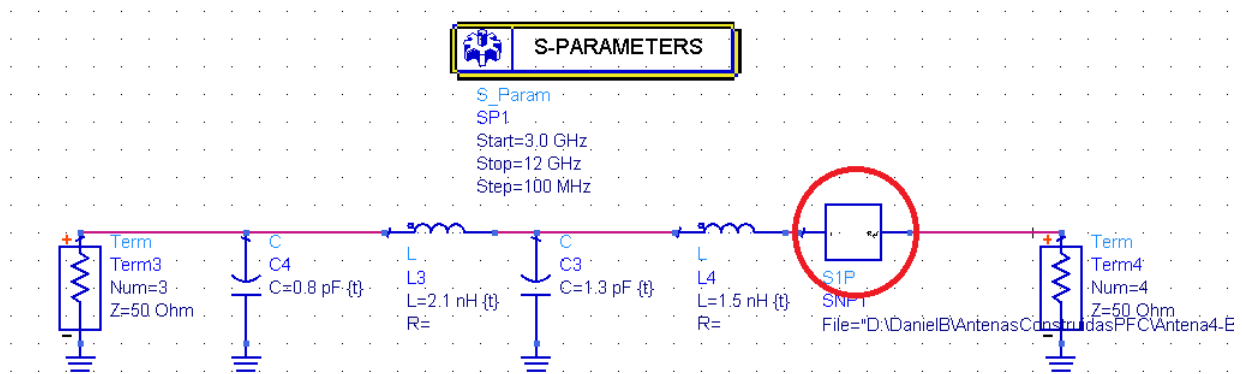


Figura 5.49: Esquema antena y filtro conectados en ADS.

El coeficiente de reflexión obtenido de esta forma es el que se presenta en la Figura 5.50.

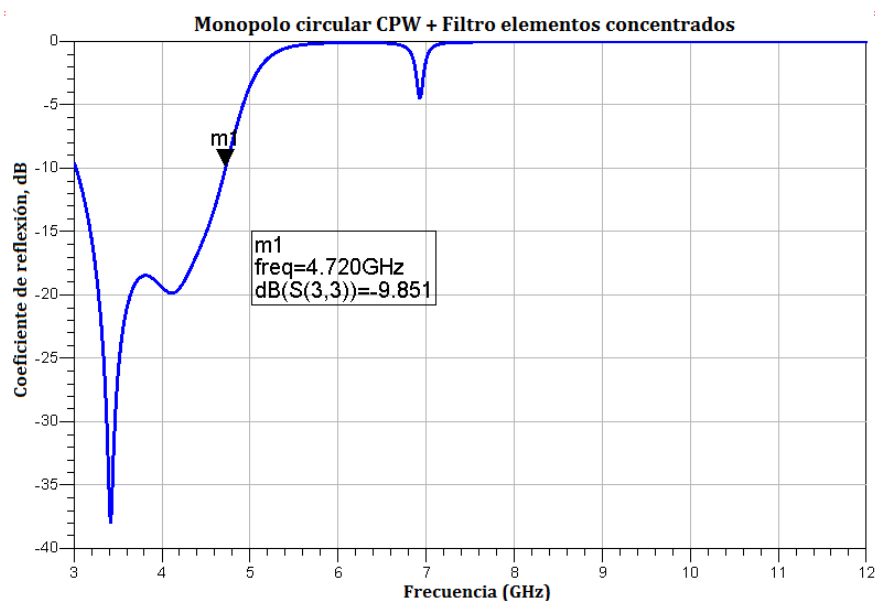


Figura 5.50: Coeficiente de reflexión monopolo con filtro teórico en ADS.

En el diseño se tratará de aproximarse lo máximo posible a este filtro ideal diseñado con elementos concentrados. Inicialmente se parte de una línea perpendicular a la línea de alimentación. Se irá variando su longitud ($x1$ en Figura 5.51) para observar el efecto sobre el coeficiente de reflexión.

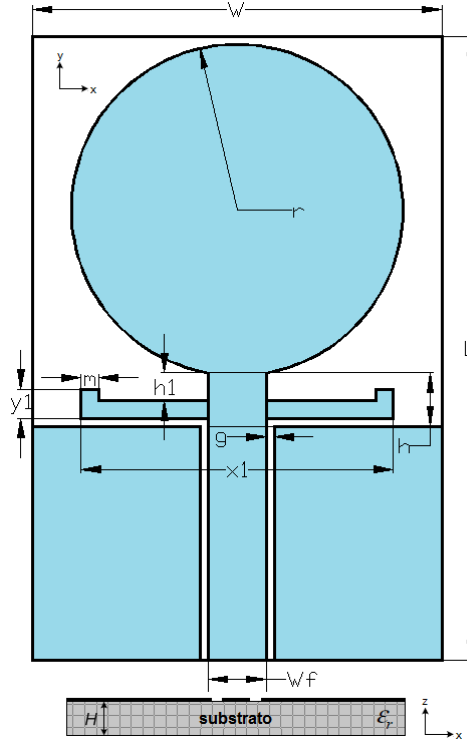


Figura 5.51: Esquema Antena 4 con filtro.

Téngase en cuenta que el parámetro representado en la Figura 5.52, oH , corresponde a $x1/2$.

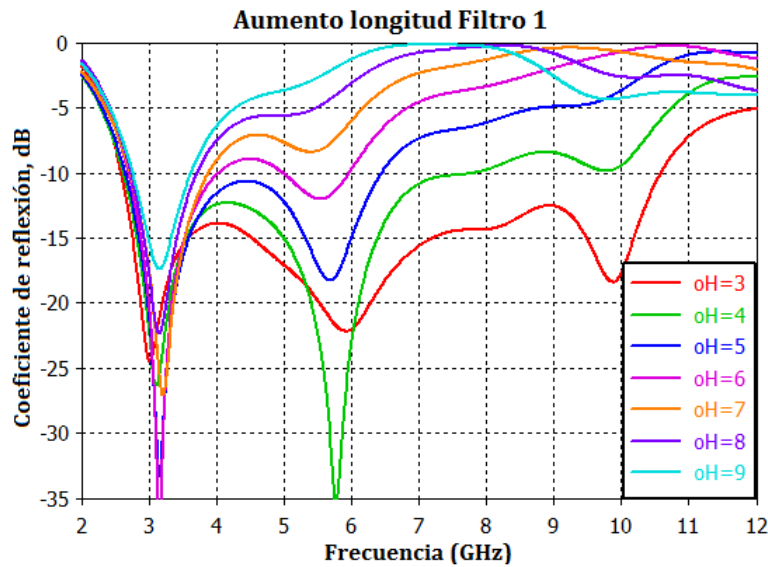


Figura 5.52: Variación longitud filtro.

Existen dos aspectos fundamentales a comentar: el primero de ellos es que el ancho de la banda de trabajo es insuficiente en cualquiera de los casos.

Hay que conseguir que la frecuencia superior de la banda esté en torno a los 4.75 GHz. Por otro lado, al aumentar la longitud del filtro se aprecia una mejora de la banda de rechazo, pero con esta configuración sigue siendo insuficiente.

Para solucionar ambos problemas se decide probar con la realización de un filtro también en la zona del parche de la antenna, tal y como se presenta en la Figura 5.53. La variable z de la simulación representa un acortamiento del filtro con respecto al parámetro elegido en el diseño final. No es posible aumentar el tamaño del mismo, dada la limitación de espacio entre el plano de masa y el parche. Modificaciones del ángulo de giro de las líneas (dentro del rango posible por la limitación de espacio) no representan variaciones significativas en el coeficiente de reflexión.

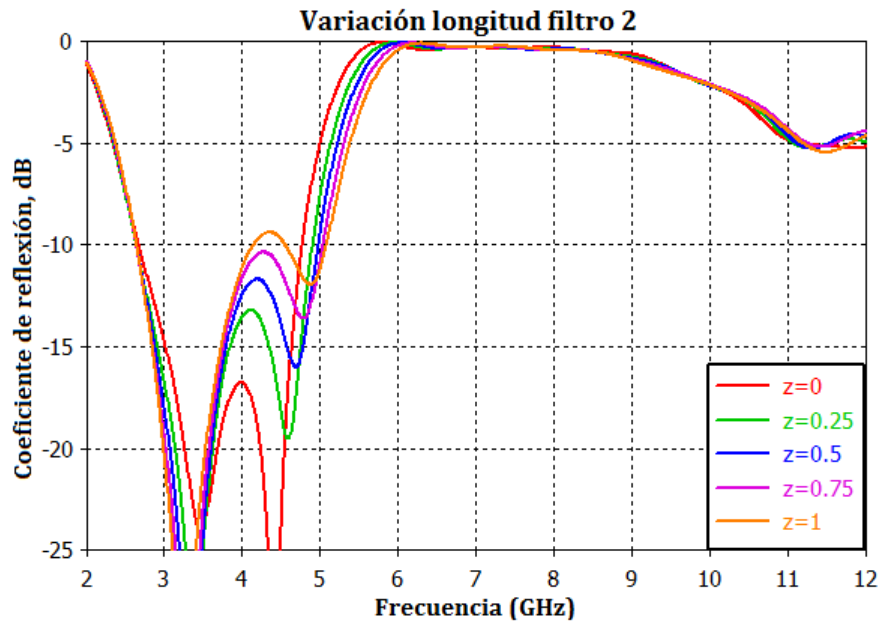


Figura 5.53: Variación de la longitud del filtro del parche.

En la Figura 5.54 se presenta de nuevo la distribución de la corriente de superficie para una de las frecuencias de la banda de trabajo (Figura 5.54a y otra de las de la banda rechazada (Figura 5.54b).

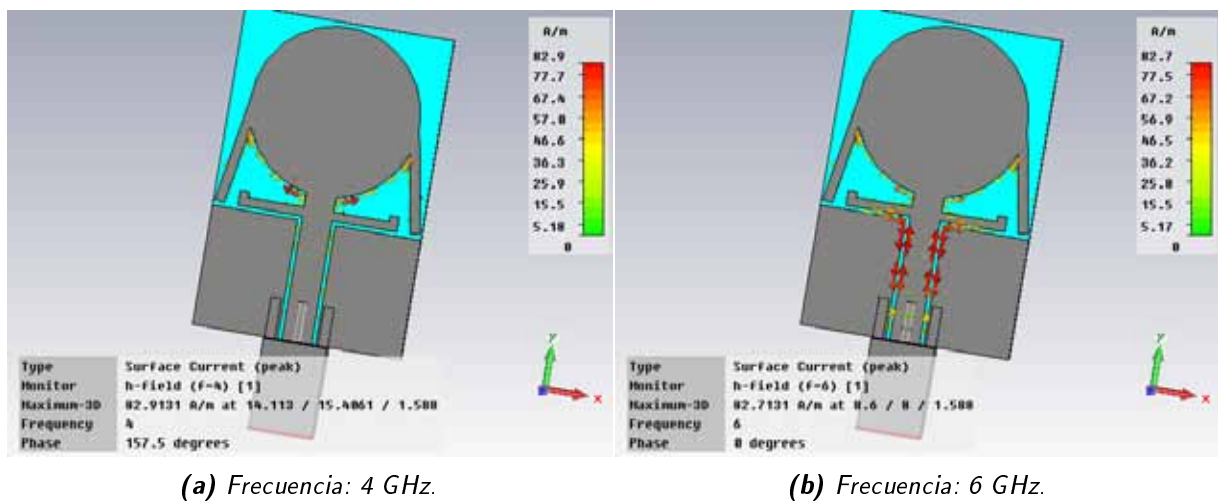


Figura 5.54: Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de la Antena 4.

Se presenta también una comparativa (Figura 5.55) en lo que respecta al coeficiente de reflexión entre el monopolo circular en *CPW* con el filtro teórico basado en elementos concentrados y el realizado con filtros basados en tiras metálicas sobre el monopolo.

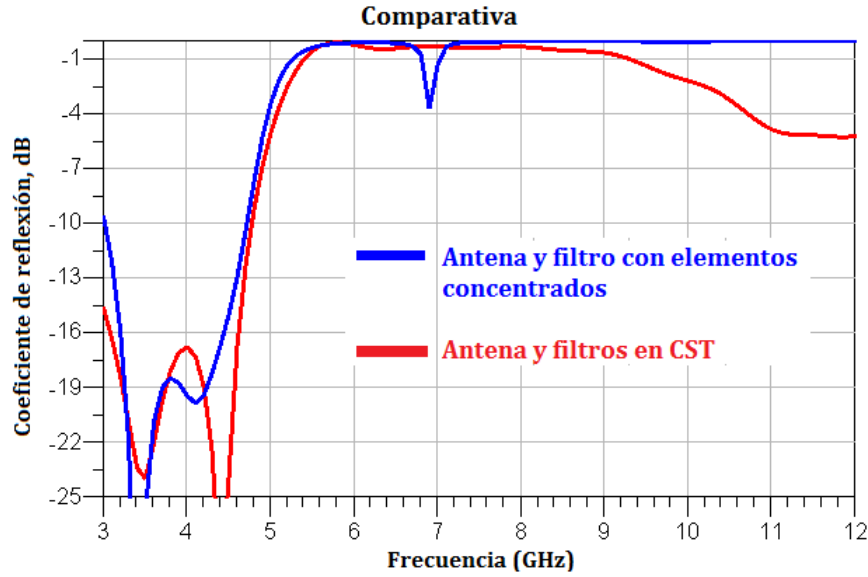


Figura 5.55: Comparativa entre la simulación teórica en ADS con elementos concentrados y el diseño final en CST.

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) se extiende desde los 2.7 GHz hasta algo más de 4.75 GHz. Por otro lado, y como ya se comentó, era necesario rechazar el resto de canales MB-OFDM UWB presentados en 4.5, es decir, la banda comprendida entre 4,752 GHz y 10,56 GHz.

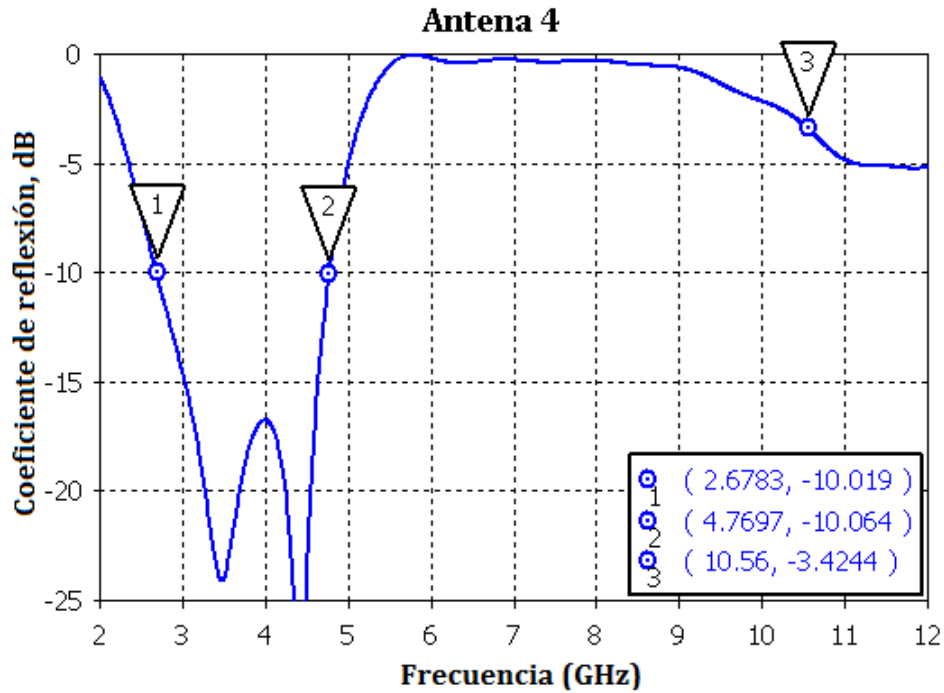


Figura 5.56: Coeficiente de reflexión Antena 4.

El diseño final sería el que se presenta en la Figura 5.57.

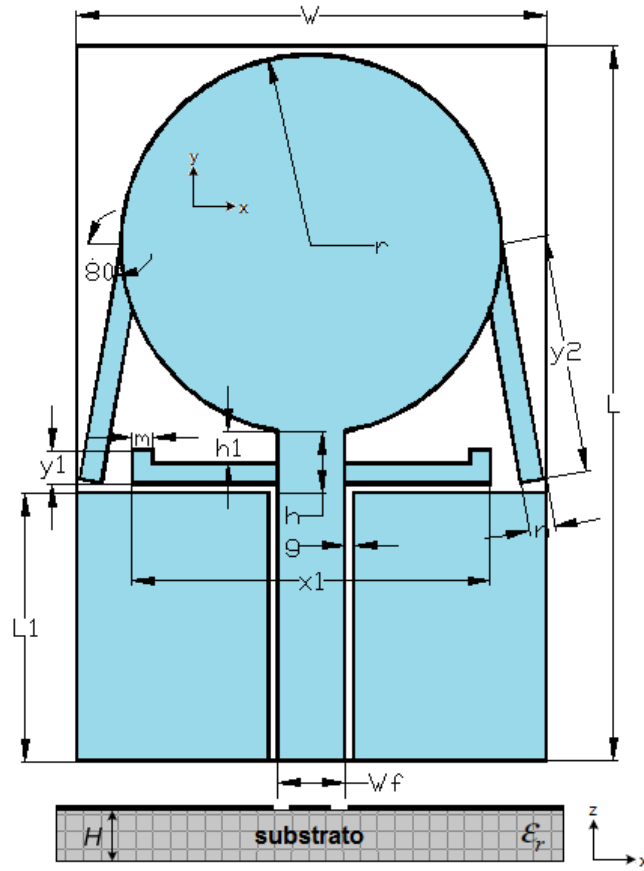


Figura 5.57: Esquema Antena 4.

Dimensión	Valor
r	4.5 mm
W	21 mm
L	32 mm
r	8.5 mm
W_f	3 mm
L_1	12.06 mm
x_1	16 mm
y_1	1.5 mm
g	0.4 mm
m	0.9 mm
n	1.15 mm
h	2.73 mm
h_1	1.43 mm

Tabla 5.7: Dimensiones optimizadas de Antena 4.

Esta antena con filtros incorporados también se ha construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se ha medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos se presentarán en capítulos posteriores de esta memoria.

5.6. Antena 5: Antena cuasi-elíptica

Se pretende realizar una antena UWB con las siguientes características:

- Sustrato utilizado: **TLY-5A** de Taconic, $\epsilon_r = 2,17$, $H = 1,57$ mm.
- Banda de trabajo mínima: 3.1 GHz - 10.6 GHz (para cumplir la normativa de la FCC).
- 1 filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y otro filtro en una banda superior.

El objetivo de este apartado es el de diseñar una antena cuasi-elíptica similar a la realizada por Jorge Cámara en [1]. Se tratará de disminuir el tamaño total de la misma y mejorar el rechazo de los filtros utilizando un sustrato con menos pérdidas. El diseño inicial sería el que se presenta en la Figura 5.58 y el coeficiente de reflexión simulado y medido es el que se presenta en la Figura 5.59.

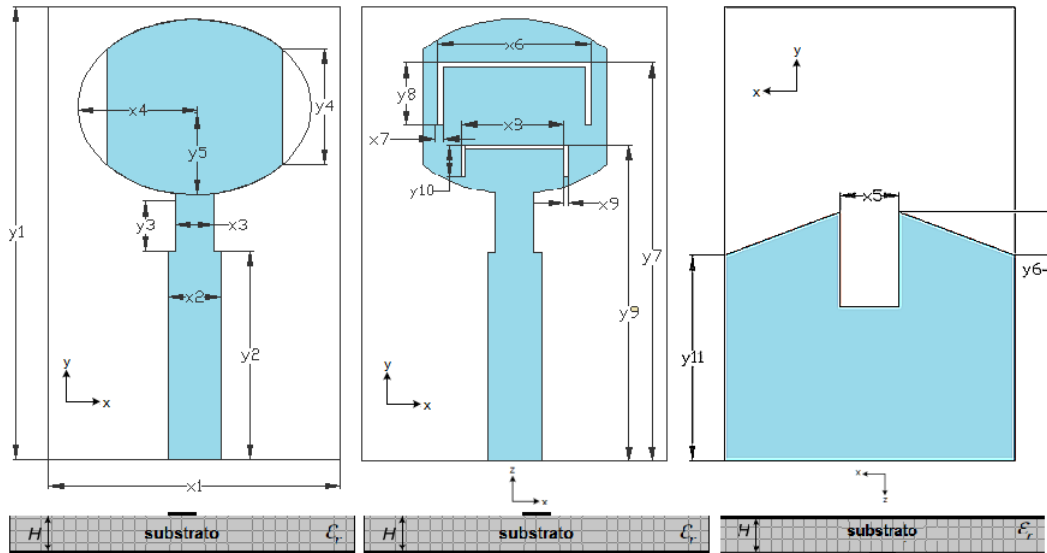


Figura 5.58: Esquema Antena cuasi-elíptica diseñada en [1].

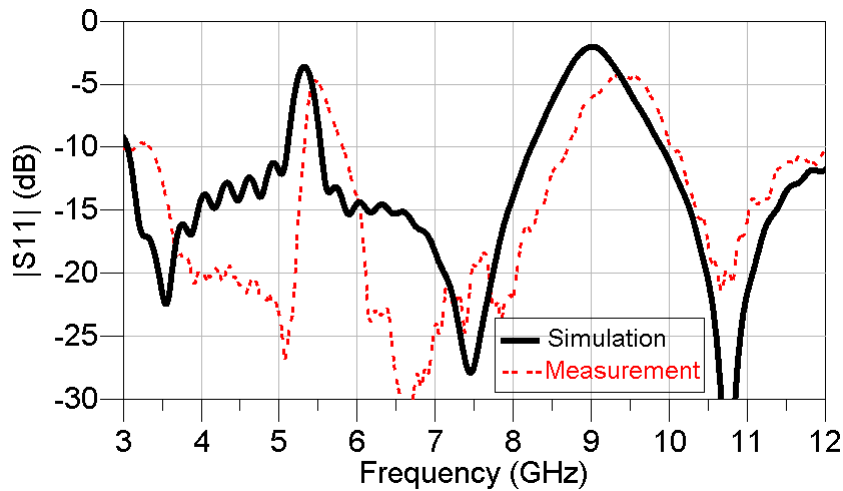


Figura 5.59: Coeficiente reflexión Antena 5 diseñada en [1].

No se han detallado las dimensiones de toda la estructura de la antena. Pueden consultarse en el Anexo B de [1]. El tamaño total de la misma es de 20×31 mm y el espesor del sustrato utilizado es de $H = 1,57$ mm.

Otro de los objetivos de diseño de la antena es el de comprobar si realizando la simulación con el conector se puede evitar el desplazamiento producido en las frecuencias de rechazo de ambos filtros del coeficiente de reflexión medido frente al simulado (Figura 5.59).

5.6.1. Antena sin filtros

En este apartado se presentan los diseños sin filtros correspondientes a dos versiones diferentes de la misma antena: una primera versión alimentada de la misma forma que en [1] (con las variaciones correspondientes en parámetros de diseño) y una segunda con un *taper*.

Diseño 1

En este caso el diseño va a ser mucho más sencillo, ya que se parte de uno realizado anteriormente. El primer aspecto a tener en cuenta es que el sustrato utilizado en el diseño fue FR-4, que presenta altas pérdidas y dispersión en la constante dieléctrica. Este material presenta una constante dieléctrica aproximada de $\epsilon_r = 4,1$. Para este diseño se utilizará, como se ha indicado anteriormente, un sustrato con $\epsilon_r = 2,17$. Esto implica un cambio en la anchura de las líneas de entrada para adaptar de nuevo la impedancia a 50Ω .

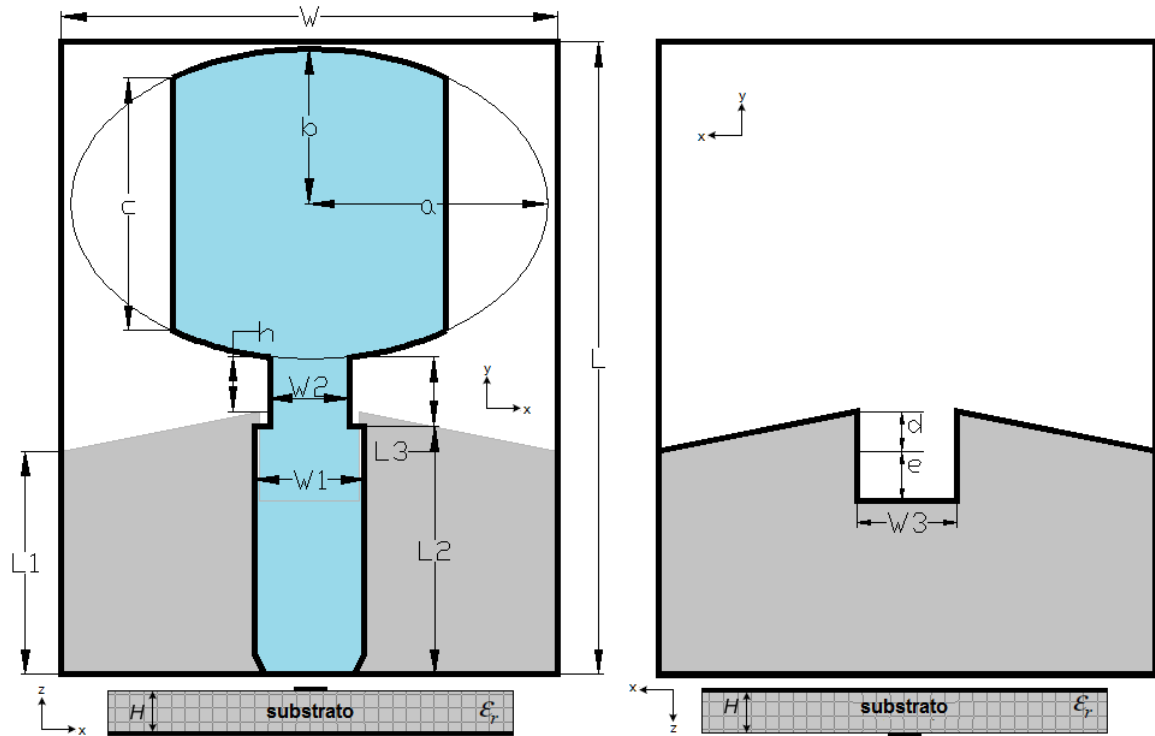


Figura 5.60: Esquema Antena 5 diseñada sin filtros. Diseño 1.

Podría partirse, como se ha realizado en situaciones anteriores, de un modelado previo en ADS. Sin embargo y para este caso particular, se decidió ajustar los diferentes parámetros disponibles tanto de forma manual como utilizando los barridos paramétricos disponibles en la herramienta de simulación. La justificación de esta decisión está en que un ajuste en ADS presupone líneas microstrip ideales. En este diseño el plano de masa presenta un slot rectangular en la

zona de alimentación que modifica la impedancia del parche (parte de la línea microstrip pasa a formar parte del parche) y que por tanto produce modificaciones significativas del coeficiente de reflexión. Además, también cuenta con dos zonas metálicas con forma triangular que modifican su estructura y que influyen de manera significativa en la reflexión.

El esquema se detalla en la Figura 5.60 y el coeficiente de reflexión en la banda de trabajo en la Figura 5.61.

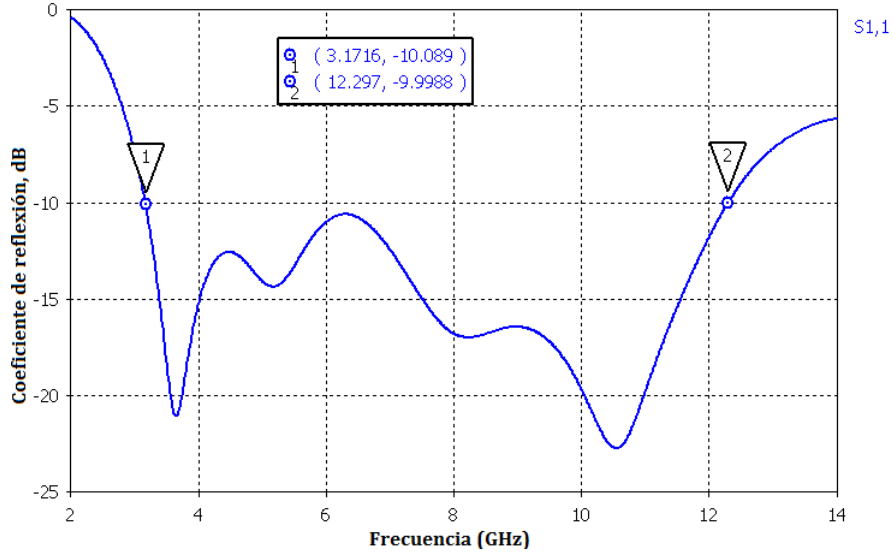


Figura 5.61: Coeficiente de reflexión Antena 5 sin filtros. Diseño 1.

Diseño 2

En este diseño va a utilizarse una herramienta usada para la adaptación de impedancias: el *taper*. Constituyen un caso particular de los transformadores formados por multisecciones. A medida que el número de secciones N de estos transformadores aumenta, las variaciones de impedancia de cada una de ellas se vuelven menores. Podría definirse un taper como una aproximación de infinitas secciones ($N \rightarrow \infty$) de línea sobre la que se realiza la adaptación de impedancias [13].

Existen diferentes tipos según la forma en que se realiza la adaptación. En el diseño propuesto se ha elegido el *taper* triangular (Figura 5.62) por su facilidad de implementación.

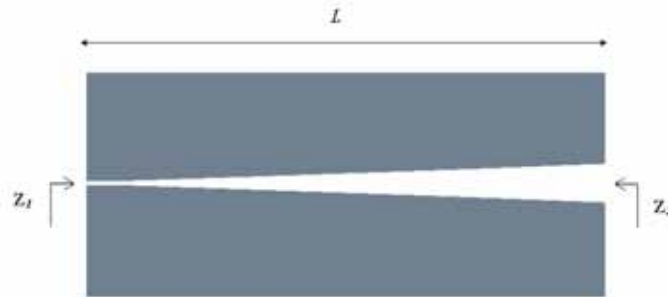


Figura 5.62: Taper de longitud L con impedancias de entrada y salida Z_1 y Z_2 respectivamente.

Un factor a tener en cuenta es la longitud de la línea L , ya que la variación de impedancia tiene lugar a lo largo de la misma. Normalmente se requieren longitudes superiores a $\lambda/2$ para obtener una buena adaptación, lo que presenta un inconveniente a la hora de tratar de minimizar las dimensiones de los diseños.

En un principio se pensó un *taper* que adaptase de una anchura W_4 a W_2 (véase esquema de la Figura 5.64), obteniéndose así el resultado que se presenta en la Figura 5.63.

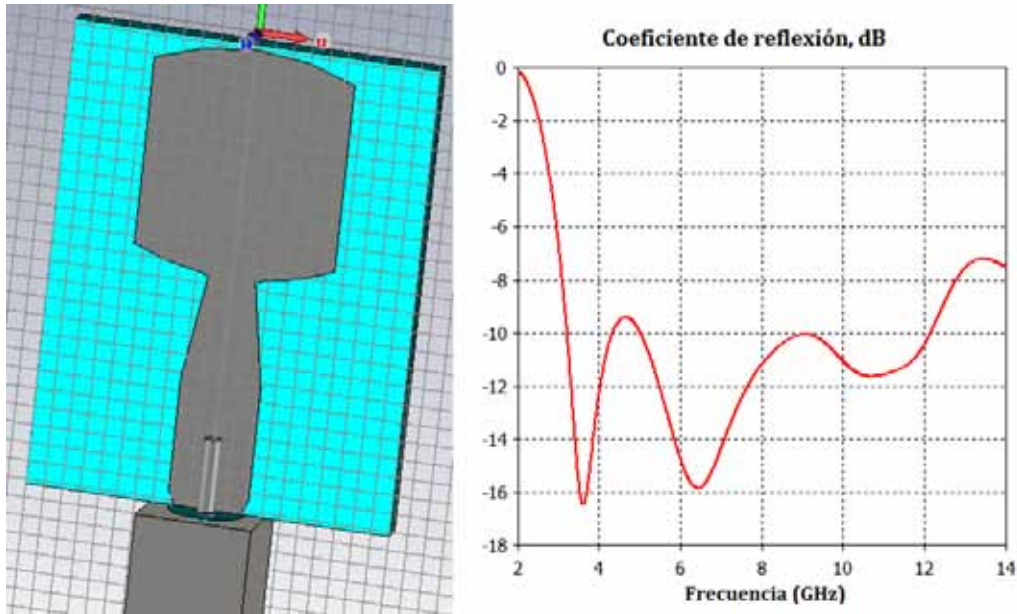


Figura 5.63: Paso directo de W_4 a W_2 con taper.

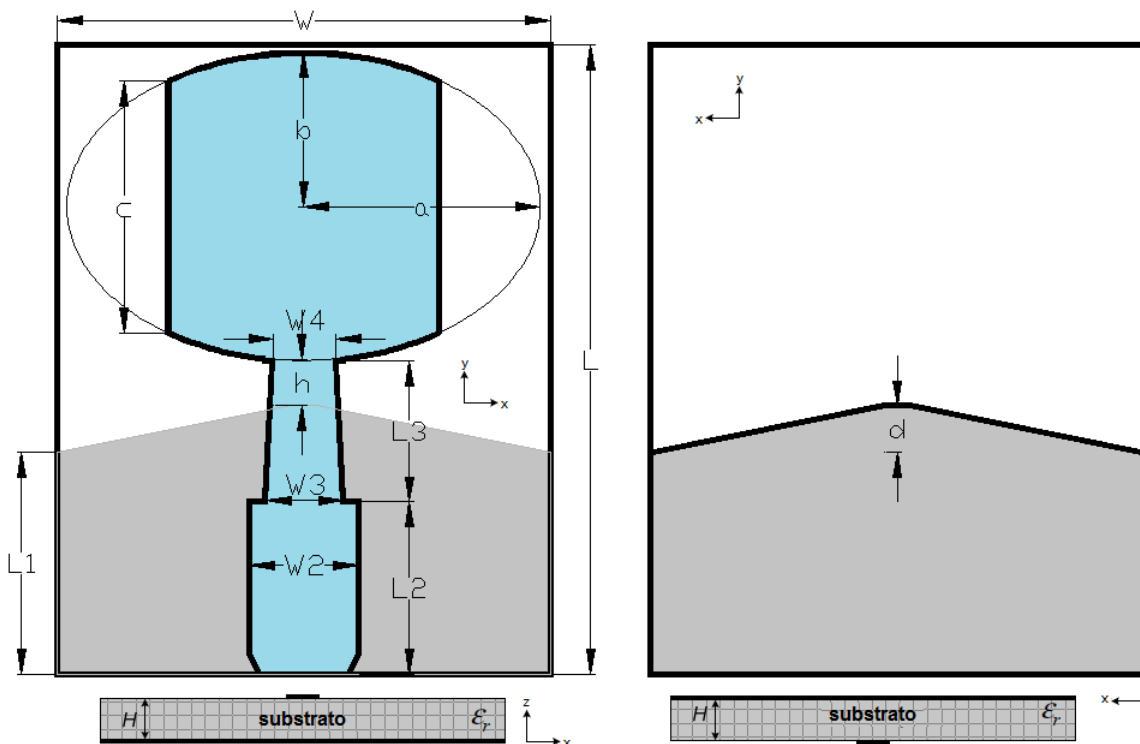


Figura 5.64: Esquema Antena 5 diseñada sin filtros. Diseño 2.

Se observan dos zonas a mejorar (una situada en torno a 5 GHz y la otra en torno a 9 GHz). No haría falta hacer muchos cambios, puesto que son las zonas de frecuencias que se pretende rechazar con los filtros y el objetivo es el de construir la antenna con filtros incorporados. No obstante, y con el fin de tener una antenna que funcione bien en toda la banda sin filtros, se decide añadir un pequeño tramo de anchura W_3 . Se observó que el simple cambio de anchura proporciona el efecto deseado en el coeficiente de reflexión, por lo que se llega al caso final presentado en las Figuras 5.64 y 5.65, logrando mejorar la reflexión sin aumentar así el tamaño de la antenna.

El esquema se detalla en la Figura 5.64 y el coeficiente de reflexión en la banda de trabajo en la Figura 5.65.

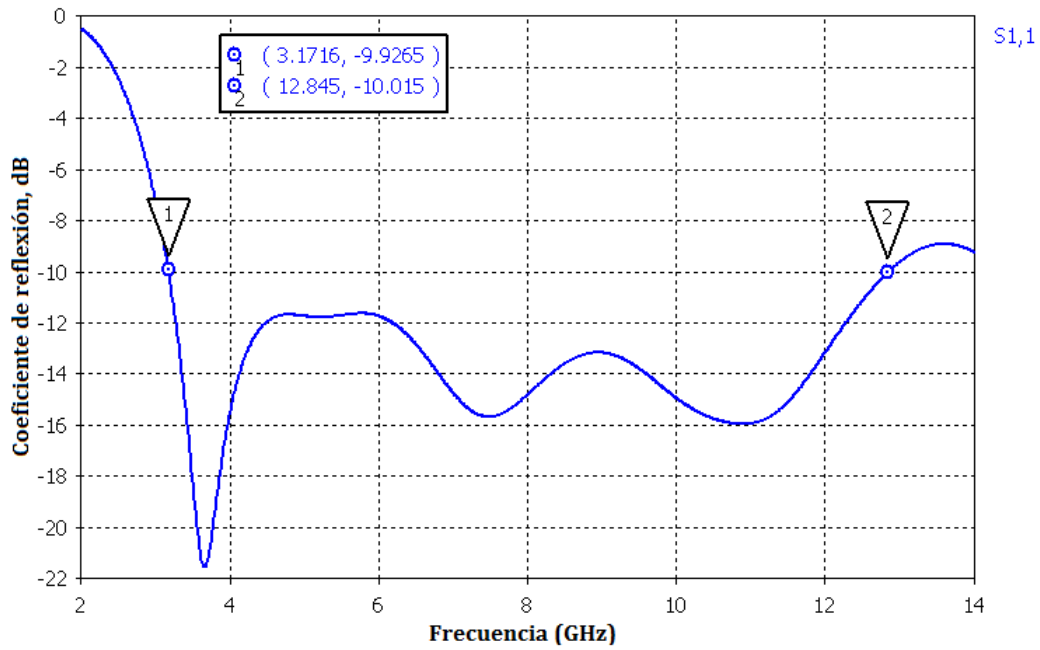


Figura 5.65: Coeficiente de reflexión Antena 5 sin filtros. Diseño 2.

Con ello queda justificado el paso de una anchura W_4 a una anchura W_3 para luego inmediatamente hacer un nuevo cambio de impedancia a una anchura de pista W_2 .

Los datos relativos a las dimensiones se proporcionarán en el esquema de la antenna final, con el fin de evitar información duplicada.

5.6.2. Antena con filtros

En este apartado se añadirán filtros a las antenas diseñadas en el apartado anterior.

Diseño 1

En este primer diseño se realizarán dos filtros: uno de ellos en el parche y el otro en la línea de alimentación. Puesto que este tipo de filtros ya se han presentado en antenas anteriores, se omitirán los detalles de diseño comunes y únicamente se detallarán los aspectos particulares de esta antenna.

El coeficiente de reflexión obtenido con los dos filtros es el que se detalla en la Figura 5.66.

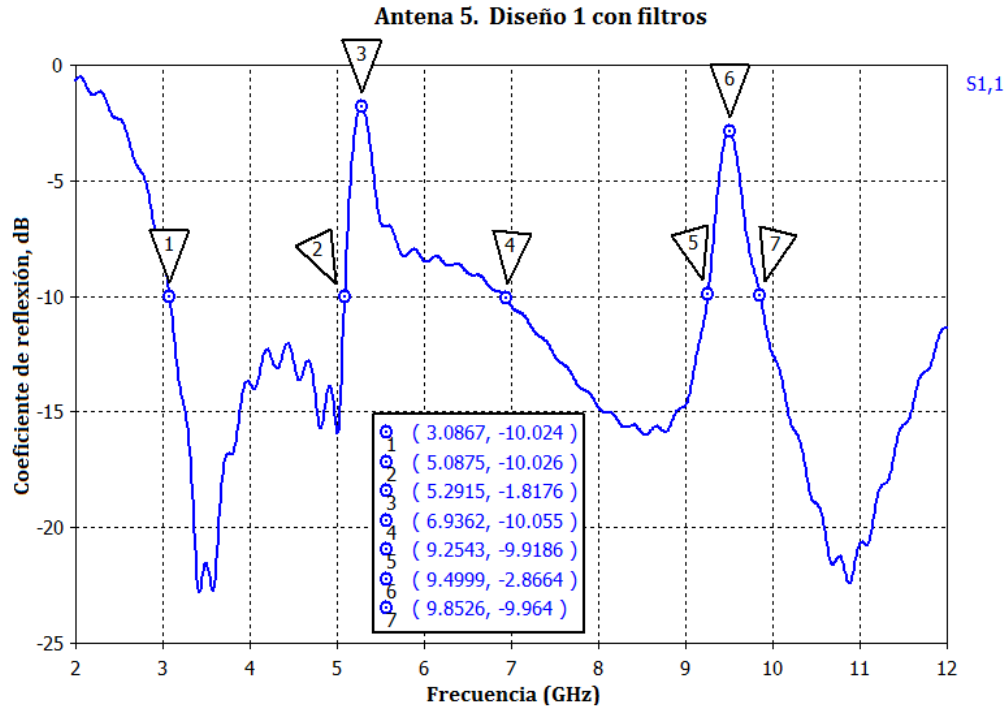


Figura 5.66: Coeficiente de reflexión inicial Antena 5 con filtros. Diseño 1.

Hay dos aspectos a mejorar:

- La asimetría del primer filtro y su anchura de banda (recuérdese que la banda objetivo de rechazo es de 5 GHz a 6 GHz).
- El rechazo del segundo filtro (deseable por encima de -2 dB) y su ancho de banda.

Teniendo en cuenta que el segundo filtro está ubicado en la línea de alimentación (limitación por espacio y por cambios indeseados en coeficiente de reflexión), se probó a eliminar el slot trasero en el plano de masa (Figura 5.67). Esto empeorará la adaptación general de la antena, pero si el efecto conjunto con las resonancias de los filtros es positivo, se puede obtener un coeficiente de reflexión aceptable en toda la banda de trabajo.

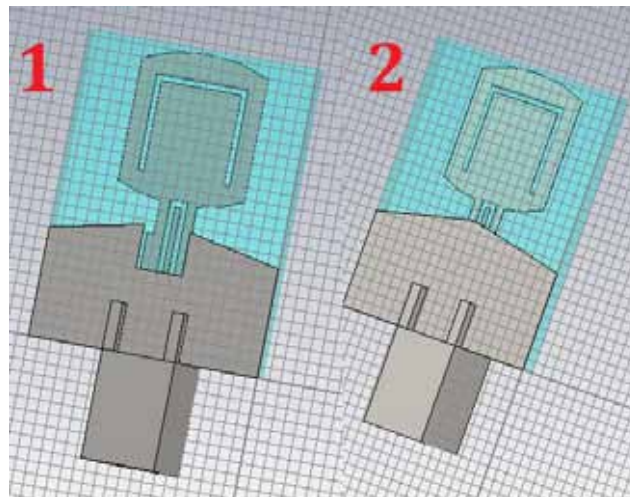


Figura 5.67: Cambio en slot trasero para mejora de filtros. Diseño 1.

Efectivamente, y como se observa en la Figura 5.68, se ha conseguido mejorar el rechazo del segundo filtro en más de 1 dB. Por otro lado, ha mejorado también el primer filtro en dos aspectos: el rechazo es ahora 0.4 dB mejor y lo más importante: es simétrico y tiene el ancho de banda buscado. En el resto de las zonas la reflexión ha empeorado un poco tal y como se esperaba, pero está dentro de los valores admisibles (en -9.8 dB en el peor de los casos). No es deseable tener zonas muy críticas porque siempre se espera un empeoramiento del resultado en la medida real, pero compensa con el buen resultado en el resto de la banda.

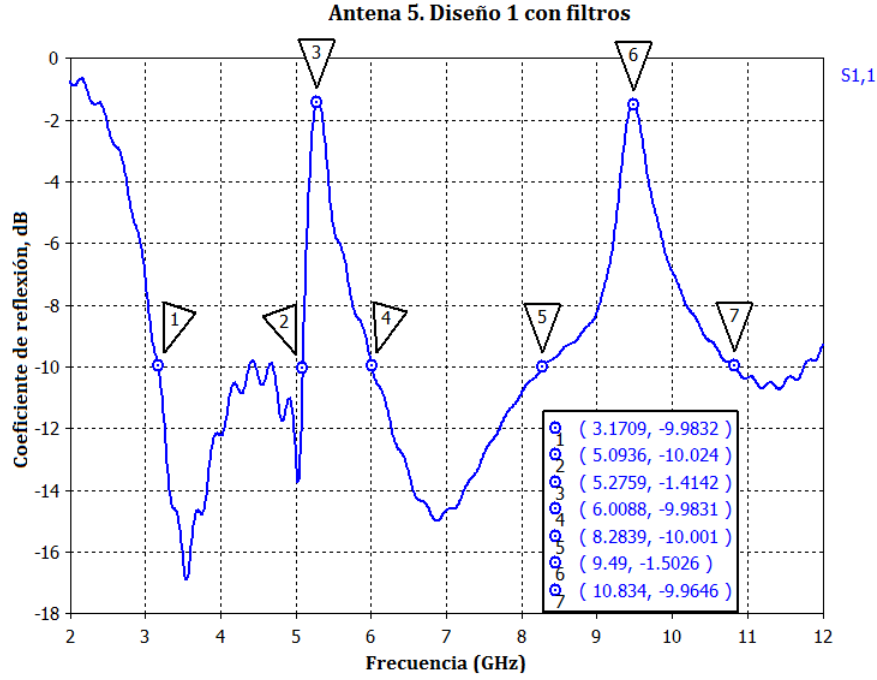


Figura 5.68: Coeficiente de reflexión Antena 5 con filtros. Diseño 1.

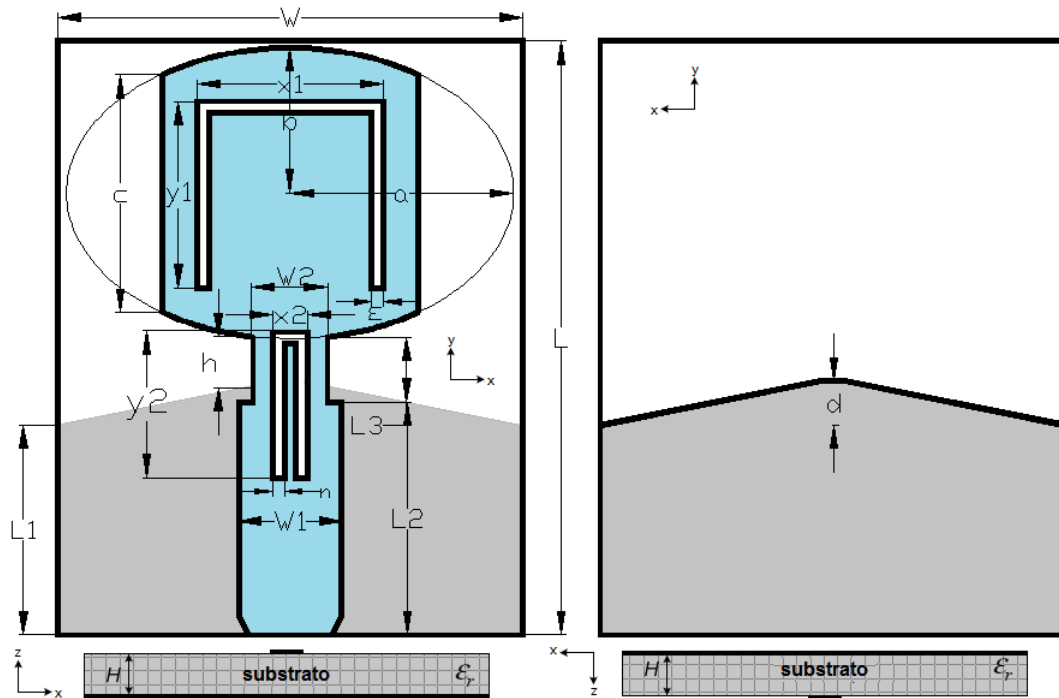


Figura 5.69: Esquema de Antena 5 con filtros. Diseño 1.

En la Figura 5.70 se presenta el VSWR del diseño 1 de la Antena 5 con filtros (esquema en Figura 5.69) con el fin de poder comparar los rechazos obtenidos con filtros anteriores y a su vez con los del diseño 2.

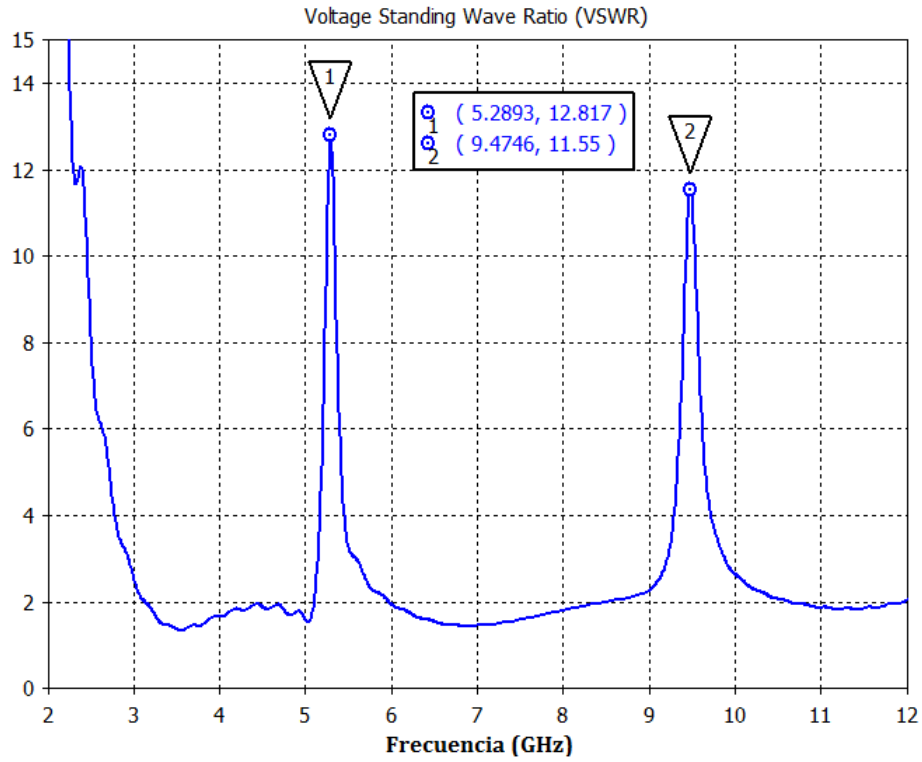


Figura 5.70: VSWR Antena 5 con filtros. Diseño 1.

Dimensión	Valor
W	20 mm
L	25.5 mm
a	9.6 mm
b	6.2 mm
c	10.2 mm
d	1.9 mm
L_1	9 mm
L_2	10 mm
L_3	2.8 mm
W_1	4.4 mm
W_2	3.2 mm
h	2.2 mm
m	0.5 mm
n	0.5 mm
x_1	8 mm
y_1	8 mm
x_2	1.5 mm
y_2	6.3 mm

Tabla 5.8: Dimensiones optimizadas de Antena 5. Diseño 1.

Diseño 2

En este segundo diseño se tienen dos filtros: uno de ellos en el parche y el otro a modo de tiras metálicas en forma de L situadas a ambos lados de la línea de alimentación. De nuevo se omitirán los detalles de diseño comunes al ser estructuras muy similares a las ya presentadas en antenas anteriores. En la Figura 5.71 se presenta el coeficiente de reflexión de la antenna simulada.

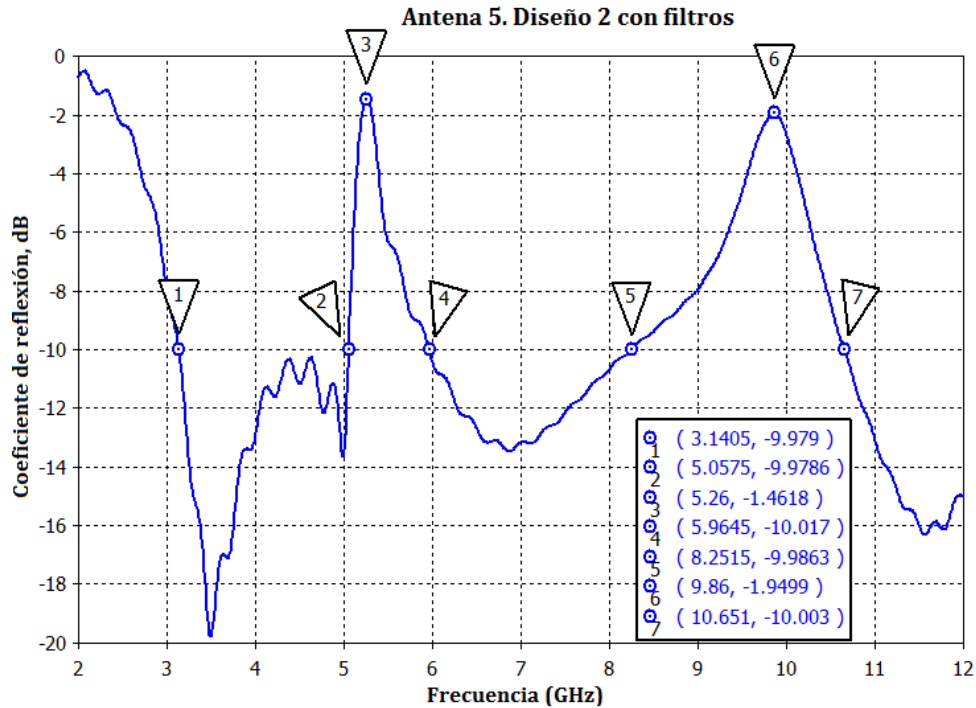


Figura 5.71: Coeficiente de reflexión Antena 5 con filtros. Diseño 2.

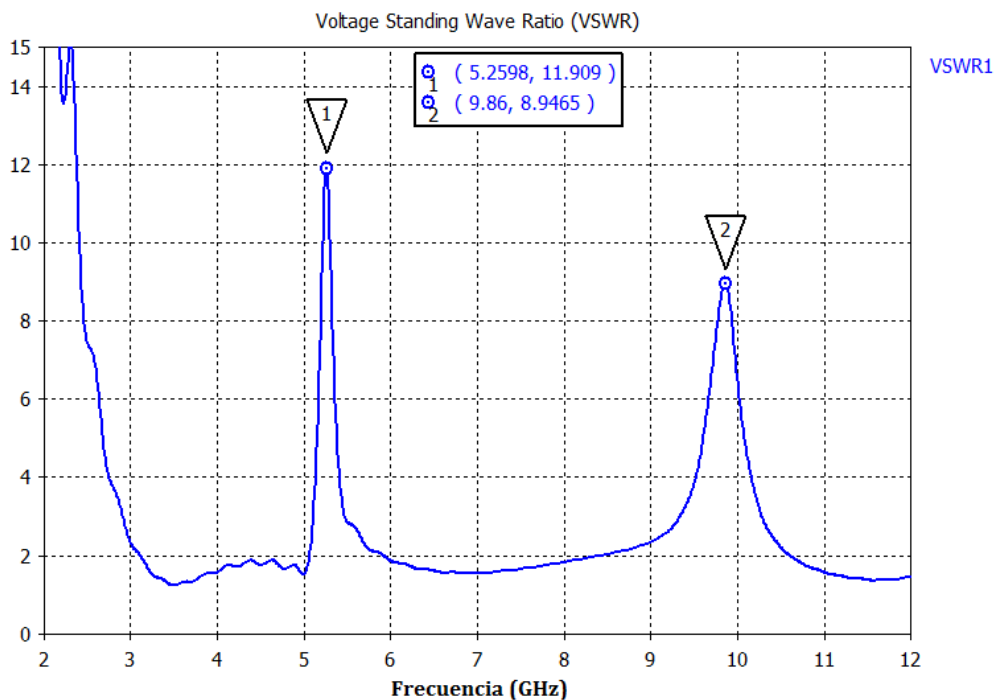


Figura 5.72: VSWR Antena 5 con filtros. Diseño 2.

Si se compara el coeficiente de reflexión de ambos diseños, se llega a la conclusión de que son muy similares. Para una comparación más objetiva, ha de tenerse también en cuenta el rechazo de los filtros. Por ello se muestra también el VSWR en la Figura 5.72, en el que se aprecia que el rechazo de los filtros es algo peor que en el diseño 1.

En la Figura 5.73 se presenta el diseño final con filtros y las dimensiones correspondientes se detallan en la Tabla 5.9.

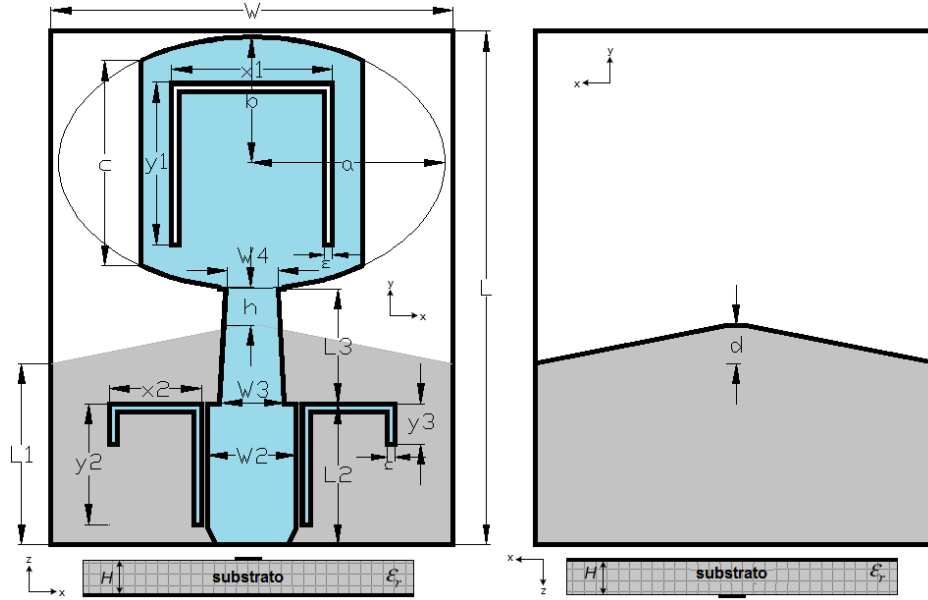


Figura 5.73: Esquema de Antena 5 con filtros. Diseño 2.

Dimensión	Valor
W	20 mm
L	25.5 mm
a	9.6 mm
b	6.2 mm
c	10.2 mm
d	1.9 mm
L_1	9 mm
L_2	7 mm
L_3	5.7 mm
W_2	4.4 mm
W_3	3.2 mm
W_4	2.5 mm
h	1.86 mm
m	0.4 mm
n	0.4 mm
x_1	8 mm
y_1	8 mm
x_2	4.6 mm
y_2	6 mm
y_3	2 mm

Tabla 5.9: Dimensiones optimizadas de Antena 5 con filtros. Diseño 2.

En la Figura 5.74 se presenta de nuevo la distribución de la corriente de superficie para tres frecuencias distintas y para los dos diseños simulados. Se observa que aumenta drásticamente alrededor del filtro para su respectiva frecuencia de resonancia.

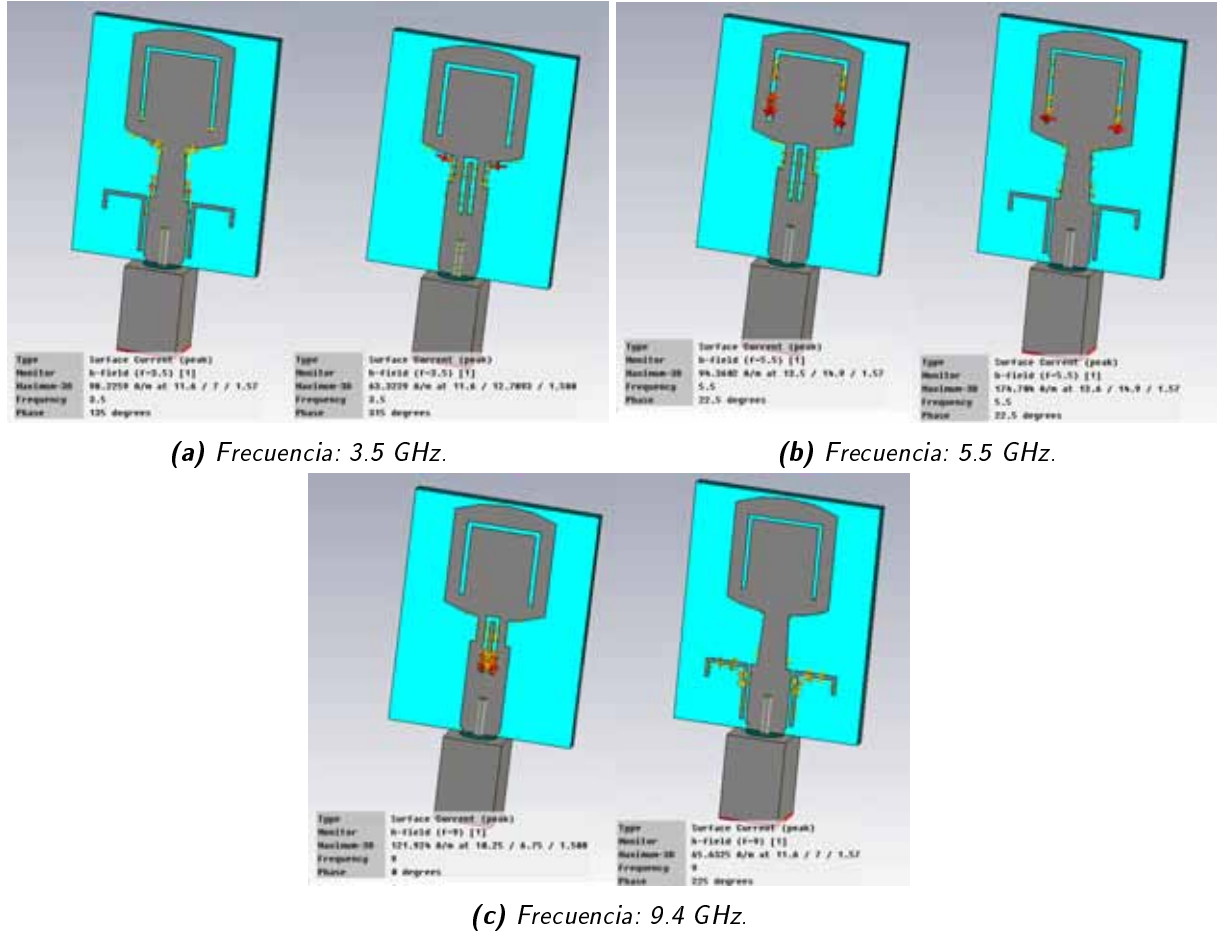


Figura 5.74: Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de los dos diseños correspondientes a la Antena 5.

A modo de resumen se exponen aquí los detalles relativos a los dos diseños simulados:

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10dB$) del **diseño 1** se extiende desde los 3.1 GHz hasta unos 12 GHz. Si se observa la Figura 5.70 en la que se presenta la relación de onda estacionaria de tensión, se cumple que $VSWR < -2$ en toda la banda de trabajo. Se tienen dos filtros:

- Banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz
 - Banda: 5.1 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1.41 dB
 - VSWR: 12.8
- Banda de frecuencias superior
 - Banda: 8.3 GHz - 10.8 GHz
 - Rechazo: -1.5 dB
 - VSWR: 11.55

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) del **diseño 2** se extiende desde los 3.15 GHz hasta más de 12 GHz. Si se observa la Figura 5.72 en la que se presenta la relación de onda estacionaria de tensión, se cumple que $VSWR < -2$ en toda la banda de trabajo. Se tienen dos filtros:

- Banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz
 - Banda: 5.1 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1.46 dB
 - VSWR: 11.9
- Banda de frecuencias superior
 - Banda: 8.3 GHz - 10 GHz
 - Rechazo: -1.95 dB
 - VSWR: 8.95

Los dos diseños de esta antena con filtros incorporados también se han construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se han medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos se presentarán en capítulos posteriores de esta memoria.

5.7. Antena 6: *Antena Fractal*

Se pretende realizar una antena UWB que tenga las siguientes características:

- Sustrato utilizado: **TLY-5A** de Taconic, $\epsilon_r = 2,17$, $H = 0,508$ mm.
- Banda de trabajo mínima: 3.1 GHz - 10.6 GHz (para cumplir la normativa de la FCC).
- 1 filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y otro filtro en una banda superior.
- Tipo fractal.

Existen conjuntos muy variados de fractales documentados hasta ahora y muchas formas de clasificarlos. Entre ellos se encuentran los polvos de Cantor, curvas de Koch, Peano, Hilbert, triángulos y alfombras de Sierpinski, fractales de Newton y Mandelbort, entre otros (Figura 5.75). Las primeras antenas diseñadas fueron arrays planos y lineales, organizando los elementos en un patrón fractal para reducir el número de elementos y obtener antenas de banda ancha o multi-banda. Actualmente se trabaja con curvas y objetos fractales como los triángulos de Sierpinski, árboles fractales, curvas e islas de Koch... que minimicen el área de la antena aprovechando su capacidad natural multibanda.

Se puede decir que una antena fractal presenta las siguientes ventajas [14]:

- Un gran ancho de banda y comportamiento multibanda. El rango de frecuencia viene dado por el tamaño más pequeño y el más grande presente en la antena.
- En la mayoría de los casos tienen una ganancia considerable, por encima de la antena dipolo normal, y suele depender poco de la frecuencia en un rango grande de frecuencias.
- Poseen un patrón de radiación estable para un rango amplio de frecuencias.

Aquí se muestran algunos ejemplos:

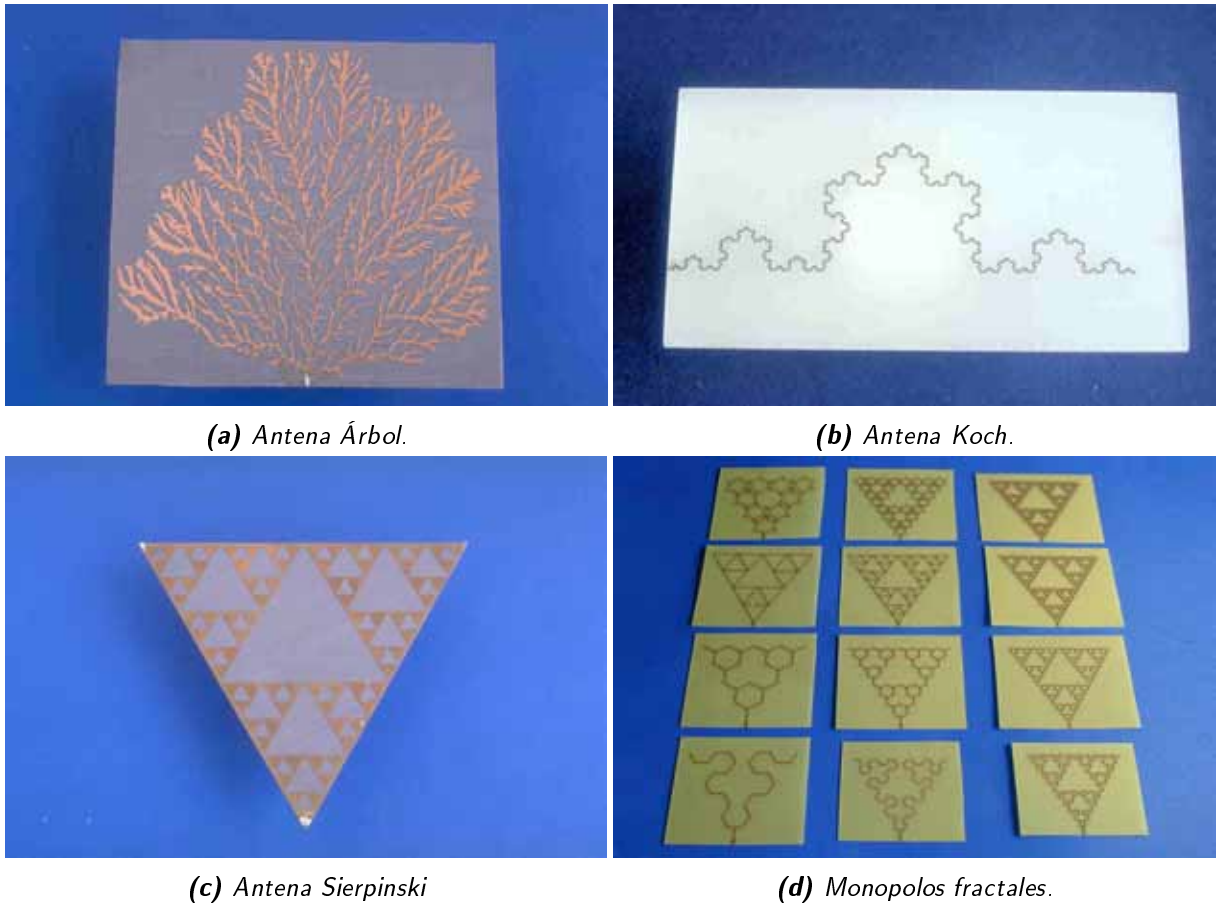


Figura 5.75: Ejemplos de antenas fractales [2].

En este apartado se propone pues aprovechar las propiedades de las geometrías fractales y diseñar una antena monopolo fractal para cubrir la banda UWB indicada anteriormente. Para ello se implementará la alfombra de Sierpinski mediante la realización de ranuras en el área del parche. La antena se alimentará mediante microstrip, como se ha hecho en ocasiones anteriores.

El primer elemento a diseñar es la línea de alimentación. Téngase en cuenta que el material sigue siendo el mismo, con $\epsilon_r = 2,17$. Sin embargo, ahora el espesor pasa a ser mucho menor: $H = 0,508$ mm.

Este cambio se debe a que también se quiere estudiar el comportamiento de este tipo de antenas con este espesor, ya que se ha pensado que será el óptimo en cuanto al rango de anchura de las líneas por las impedancias a cubrir en el array que posteriormente se quiere diseñar. Además, el objetivo de estos últimos apartados de este capítulo será el de buscar un monopolo sencillo que pueda utilizarse como elemento en el array a diseñar.

El primer paso es, por tanto, el diseño de la línea de alimentación. Una aplicación muy sencilla y útil que proporciona un valor inicial del que partir para la simulación es *LineCalc* de ADS. En este programa, introduciendo como datos de entrada los relativos al sustrato ($\epsilon_r = 2,17$, $H = 0,508$ mm, $T = 0,018$ mm, $\tan\delta = 0,0009$) y la impedancia desesada $Z_0 = 50\Omega$, se obtiene el valor de la anchura de pista $W = 1,553$ mm. La frecuencia de trabajo seleccionada es $f = 6,5$ GHz, pero no es determinante para la anchura de la línea (la variación es del orden de milésimas de mm).

En la Figura 5.76 se presenta una captura de pantalla que ilustra el párrafo anterior.

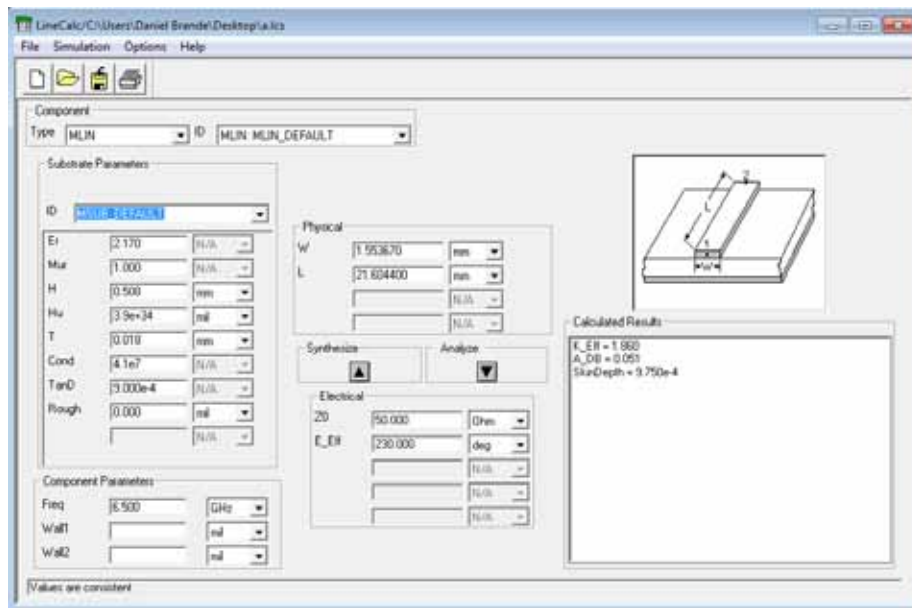


Figura 5.76: Captura de pantalla de LineCalc.

El siguiente paso es el propio diseño del elemento radiante: el parche. Como se indicó, se implementará la alfombra de Sierpinski realizando slots sobre un parche metálico cuadrado.

La alfombra de Sierpinski se obtiene después de infinitas repeticiones de un algoritmo geométrico sencillo: dividir un cuadrado en nueve cuadrados iguales y eliminar el cuadrado central, es decir, seleccionar los ocho cuadrados frontera y repetir el proceso en cada uno de esos ocho resultantes (véase Figura 5.77).

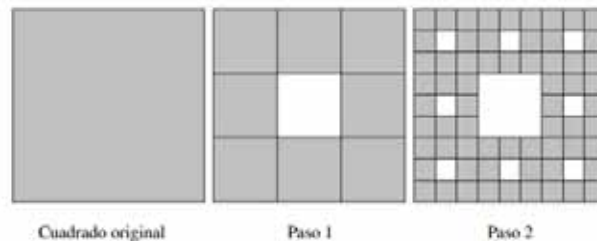


Figura 5.77: Primeros pasos en la construcción de la alfombra de Sierpinski.

En la Figura 5.78 se presentan las primeras iteraciones de este tipo de estructura fractal. Para la antena diseñada se ha elegido el orden máximo que se ha estimado posible a la hora de construir según el tamaño del parche: $n = 3$. Obsérvese que órdenes superiores son incluso difíciles de distinguir para tamaños pequeños (Figuras 5.78e y 5.78f). Además, hay que tener muy en cuenta la limitación de tamaño que se tiene con las herramientas de las que se dispone en el taller de circuitos impresos.

El procedimiento seguido ha sido el de generar la alfombra de Sierpinski en Matlab en formato PNG (*Portable Network Graphics*). Después, con el software *Img2CAD*, se convierte a formato AutoCAD (*dxf*). Esto permite exportar a *CST*, donde se le añadirá la línea de alimentación para formar la antena.

En *AutoCAD* se ha ido modificando el tamaño del parche hasta que el conjunto total (alimentación con parche) simulado en *CST* cumplía los requisitos de reflexión especificados al comienzo de este apartado.

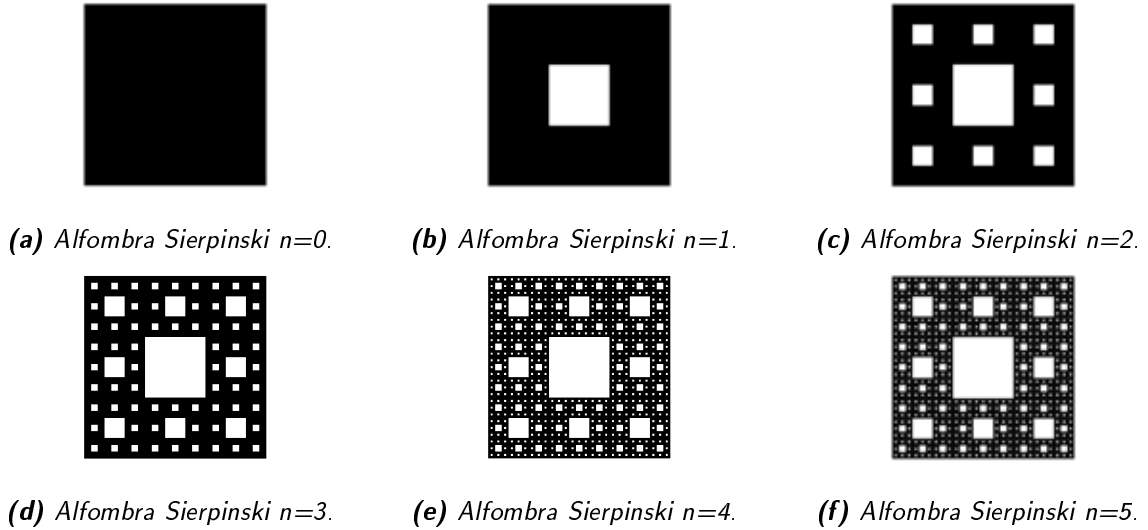


Figura 5.78: Iteraciones Alfombra Sierpinski.

5.7.1. Antena sin filtros

El esquema de la antena final diseñada sin filtros se presenta en la Figura 5.79.

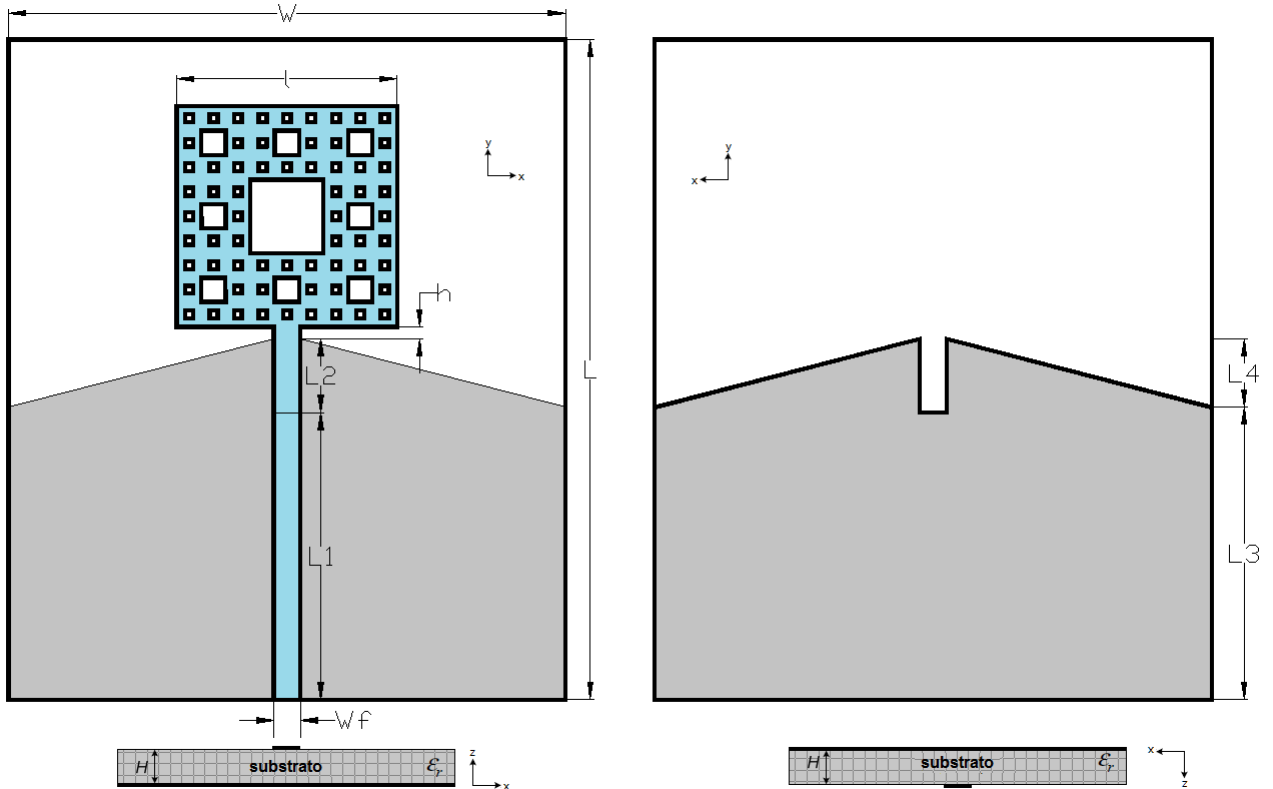


Figura 5.79: Esquema de Antena 6 sin filtros.

En estas últimas antenas otro de los objetivos buscados es el **impacto visual**. Se ha realizado una comparativa con el fin de comprobar si las características de ancho de banda inherentes a la antenas de tipo fractal son muy notables en el caso de este tipo de antenas que ya presentan de por sí una banda muy ancha.

En la Figura 5.80 se presenta el coeficiente de reflexión de la antena fractal simulada. La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) se extiende desde los 2.7 GHz hasta más de 13 GHz.

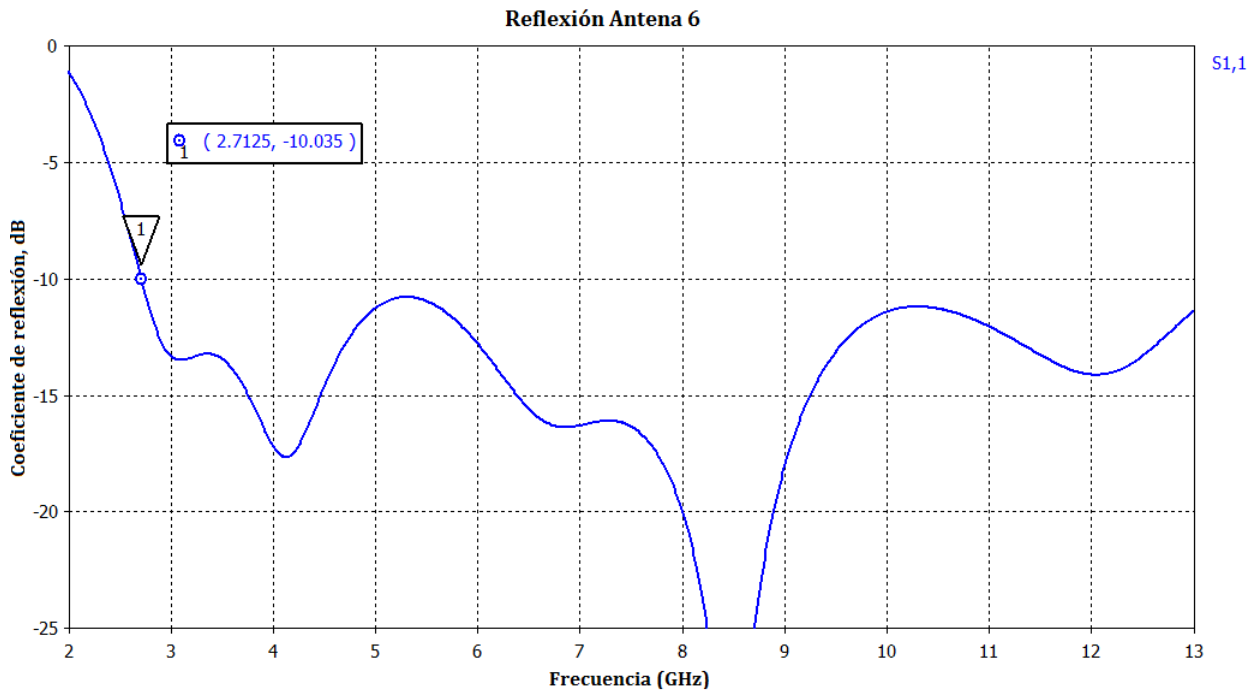


Figura 5.80: Reflexión de Antena 6 sin filtros.

Esta antena se ha construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se ha medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos se presentarán en capítulos posteriores de esta memoria.

Los parámetros seleccionados para el diseño se presentan en la Tabla 5.10.

Dimensión	Valor
W	32.5 mm
L	38.5 mm
L₁	16.75 mm
L₂	4.3 mm
L₃	17.05 mm
L₄	4 mm
W_f	1.55 mm
l	12.86 mm
h	0.7 mm

Tabla 5.10: Dimensiones optimizadas de Antena 6 completa sin filtros.

Se observa que si en lugar de un parche fractal se utiliza un parche metálico cuadrado con exactamente las mismas dimensiones (véase Figura 5.81), el coeficiente de reflexión se mantiene prácticamente idéntico. Es decir, que el ancho de banda inherente de este tipo de monopolos es ya de por sí suficiente y el uso de un parche fractal no mejora en este caso el ancho de banda. Sin embargo, el impacto visual con respecto a antenas básicas como son el monopolo circular o rectangular (bastante documentados hasta ahora) sí es importante y se ha construido con el fin de comprobar que efectivamente en la medida los resultados son similares a los simulados.

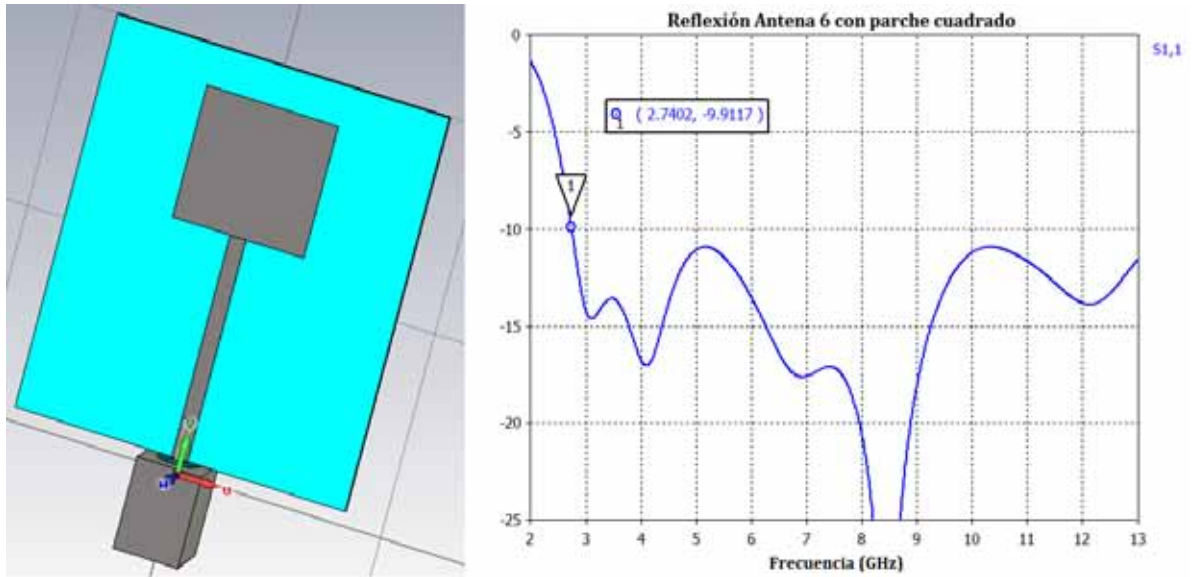


Figura 5.81: Reflexión de Antena 6 con parche sin fractales.

En la Figura 5.82 puede observarse el efecto de la variación del tamaño del parche. La curva $a = 0$ corresponde a un parche cuadrado de $l = 12,86$ mm. Con un parche de lado $l = 14,86$ mm ($a = 2$), es decir, aumentando en 2 mm el lado del cuadrado, se aumenta la banda de trabajo en la zona de frecuencias bajas, pero empeora la reflexión en la zona comprendida entre 9 GHz y 10 GHz. Por otro lado, disminuyendo en 2 mm el lado del cuadrado del parche con respecto al de diseño, es decir, $l = 10,86$ mm, se consigue el efecto contrario. Es de esta forma, es decir, mediante barridos paramétricos en torno a un valor determinado, como se consigue ajustar el tamaño definitivo del parche (teniendo en cuenta que en la mayoría de los casos hay que llegar a un compromiso entre el ancho de la banda y la reflexión en determinadas zonas). Es por ello que deben tenerse en todo momento en cuenta los criterios que se presentan siempre al comienzo de diseño de cada una de las antenas.

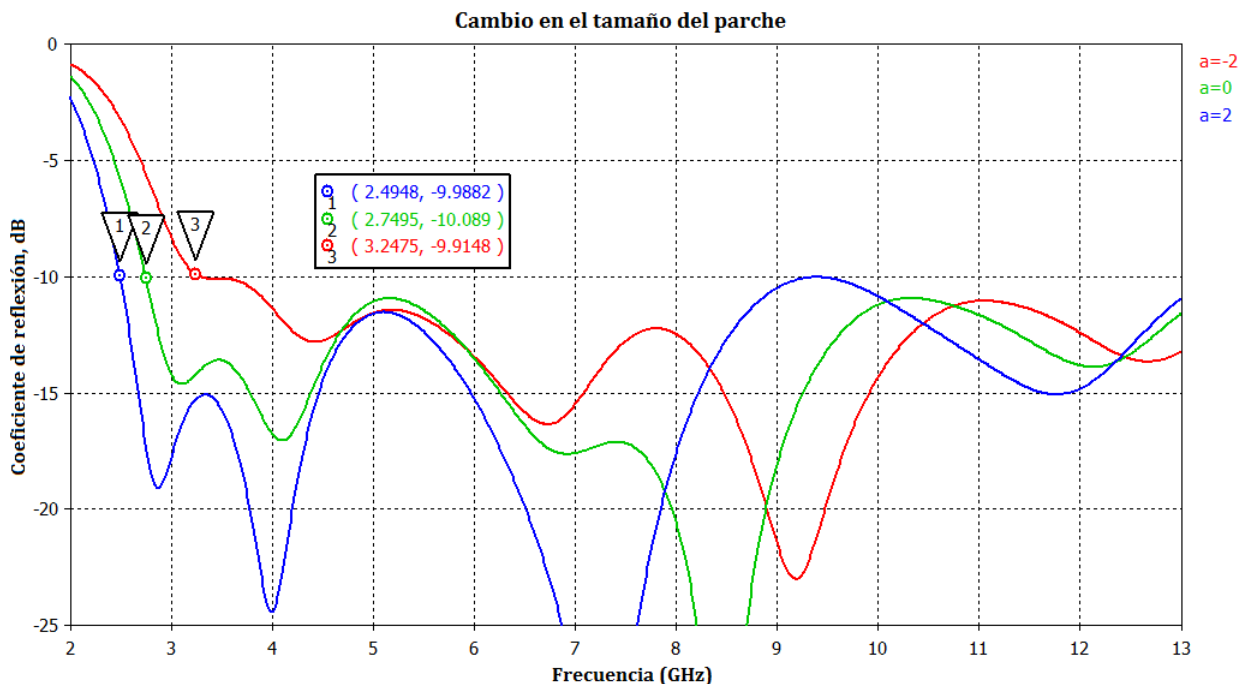


Figura 5.82: Variación tamaño del parche.

En la Figura 5.83 se muestra otro parámetro que no se ha comentado hasta ahora en el diseño de antenas anteriores. Aprovechando que este sustrato permite que la anchura de la línea de entrada sea exactamente la de la impedancia buscada, es decir, 50Ω (sin necesidad de secciones adaptadoras) se ha variado su longitud con el fin de mostrar el efecto sobre el coeficiente de reflexión. Se presenta un barrido paramétrico en el que la longitud de la línea inicial es el valor de diseño $L_1 + L_2 + h = 21,75$ mm y se va reduciendo tantos mm como indica la variable a . Obsérvese el efecto en la zona de 5 GHz al ir disminuyendo la longitud de la línea. En caso de que el interés por el diseño sea específicamente el tamaño reducido de la antena, se pueden buscar estrategias alternativas para mejorar la reflexión en determinadas zonas. Como en este caso lo que se busca es estudiar el comportamiento de este tipo de parches, se han seleccionado los tamaños de parche y de línea óptimos en reflexión (con pequeñas modificaciones en el plano de masa vistas ya anteriormente en otras antenas para mejorar la reflexión) sin preocuparse en exceso por el tamaño del elemento. Es decir, que no se ha optimizado el tamaño de la antena. Además, se pretende realizar dos filtros notch en la línea de alimentación y, teniendo en cuenta la escasa anchura de la misma, la limitación será su longitud (véase 5.7.2 para más detalles).

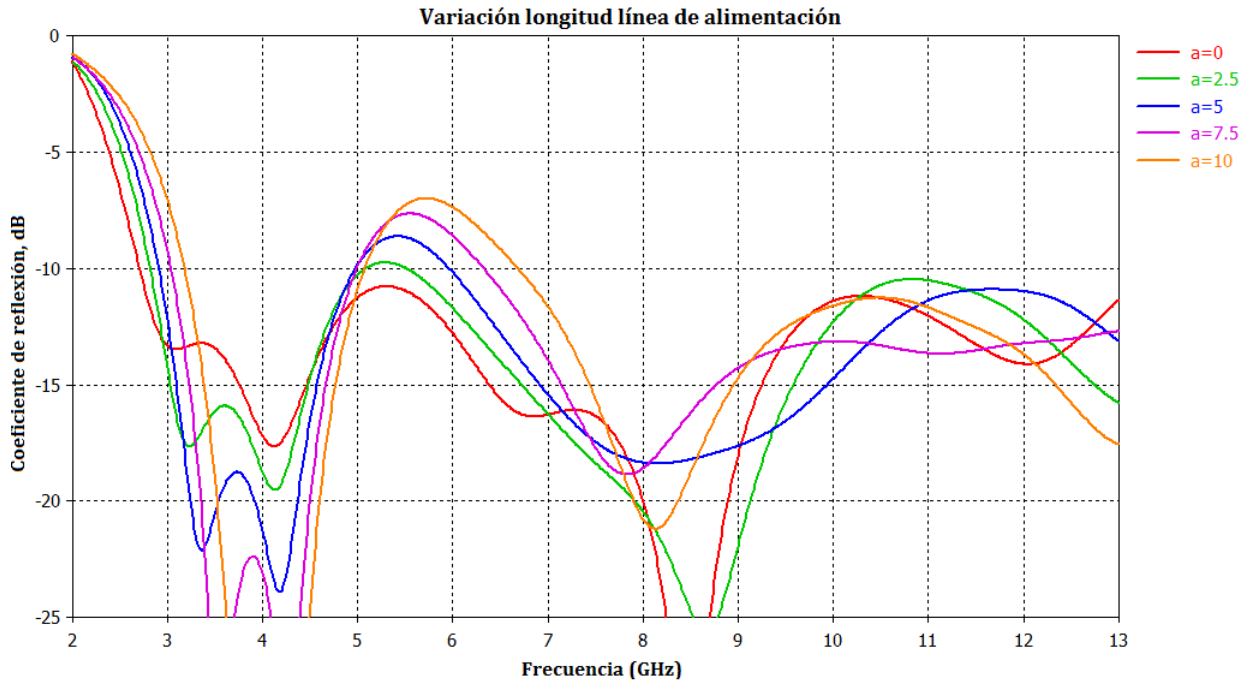


Figura 5.83: Variación longitud de la línea.

5.7.2. Antena con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz

Como ya se indicó anteriormente, la longitud efectiva del filtro debe ser aproximadamente media longitud de onda:

$$L_{filtro} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} \quad (5.7)$$

La coincidencia no es exacta ya que existen otros factores como la anchura del filtro o la propia forma del mismo que modifican su longitud eléctrica. Además, en este caso, las dos ranuras que forman la U de cada uno de los filtros van a estar muy cerca entre sí, lo que provocará ciertos efectos que sólo podrán ser tenidos en cuenta en simulación.

La longitud efectiva del filtro para que resuene a la frecuencia de 5.5 GHz debe tomar un valor cercano a:

$$L_{filtro_{5,5GHz}} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{e1}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 5,5 \cdot 10^9 \sqrt{1,585}} \approx 0,02166 \text{ m} = 21,66 \text{ mm} \quad (5.8)$$

Por otro lado, y con el fin de estimar el espacio necesario en la línea para la realización de un segundo filtro, la longitud efectiva del segundo para que resuene en torno a 9 GHz debe tomar un valor próximo a:

$$L_{filtro_{9GHz}} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{e1}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 9 \cdot 10^9 \sqrt{1,585}} \approx 0,01324 \text{ m} = 13,24 \text{ mm} \quad (5.9)$$

La línea tiene una longitud de $L_1 + L_2 + h = 21,75$ mm. Por otro lado, se supone que la mitad de la longitud efectiva de cada uno de los dos: es decir, el primer filtro ocupará unos 11 mm de la línea y el segundo unos 7 mm. Por otro lado, se tiene que el alma del coaxial del conector ocupará 4 mm de línea (se pueden reducir cortando el alma) y que los dos filtros deben tener cierta separación. La conclusión es que hace falta algo más de 22 mm de línea para tener ambos filtros (entre los que se presupone, además, una cierta separación). Es por ello que debe minimizarse el ancho de las ranuras para tener la mayor parte de sección horizontal en la U posible (y acortar así al máximo las ranuras verticales) y no desperdiciar espacio a la hora de colocarlos.

El esquema de la antena con el filtro se presenta en la Figura 5.84. Las dimensiones se especificarán en la antena final con filtros.

El filtro diseñado tiene una longitud efectiva aproximada $L_e \approx 2 \cdot y_1 + x_1 \approx 2 \cdot 10,7 \text{ mm} + 0,76 \text{ mm} \approx 22,16 \text{ mm}$, que se aproxima bastante al valor teórico calculado.

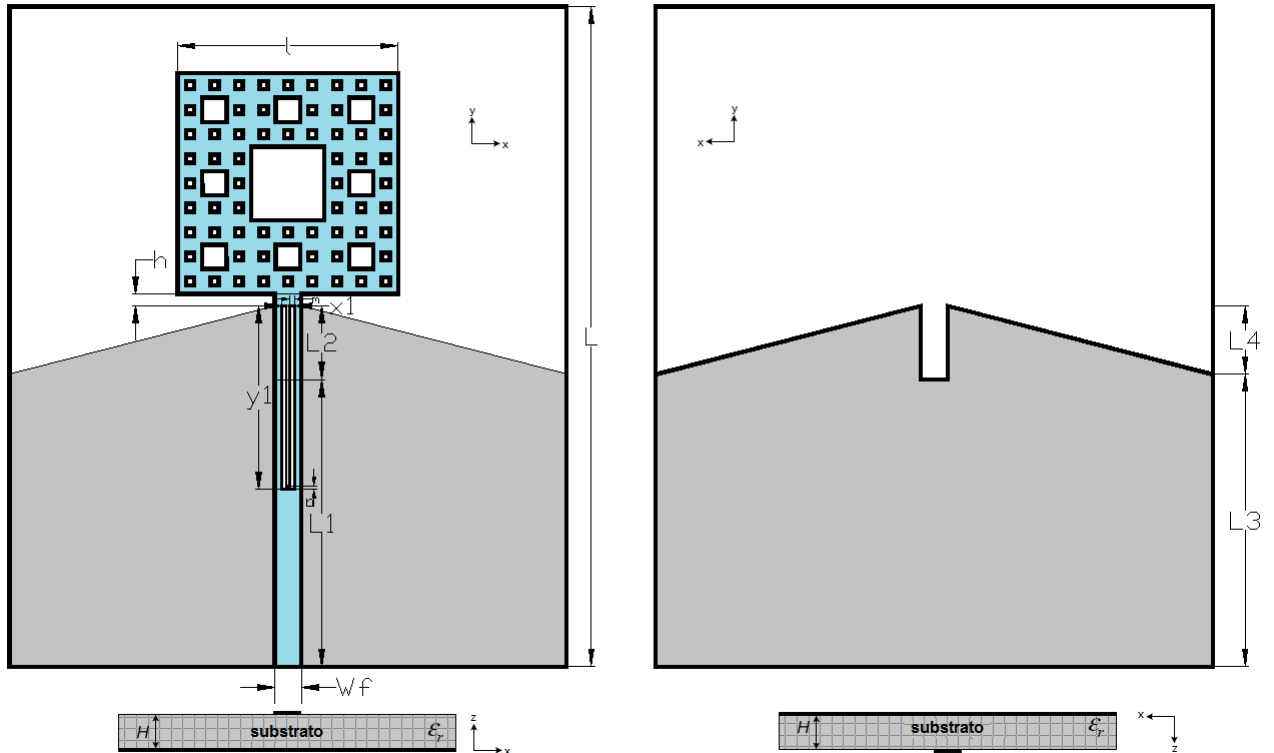


Figura 5.84: Esquema de Antena 6 con filtro en la banda 5 GHz-6 GHz.

El coeficiente de reflexión con el filtro se presenta en la Figura 5.85. Como se observa, el valor de rechazo conseguido para la frecuencia central del filtro está muy próximo a 0.

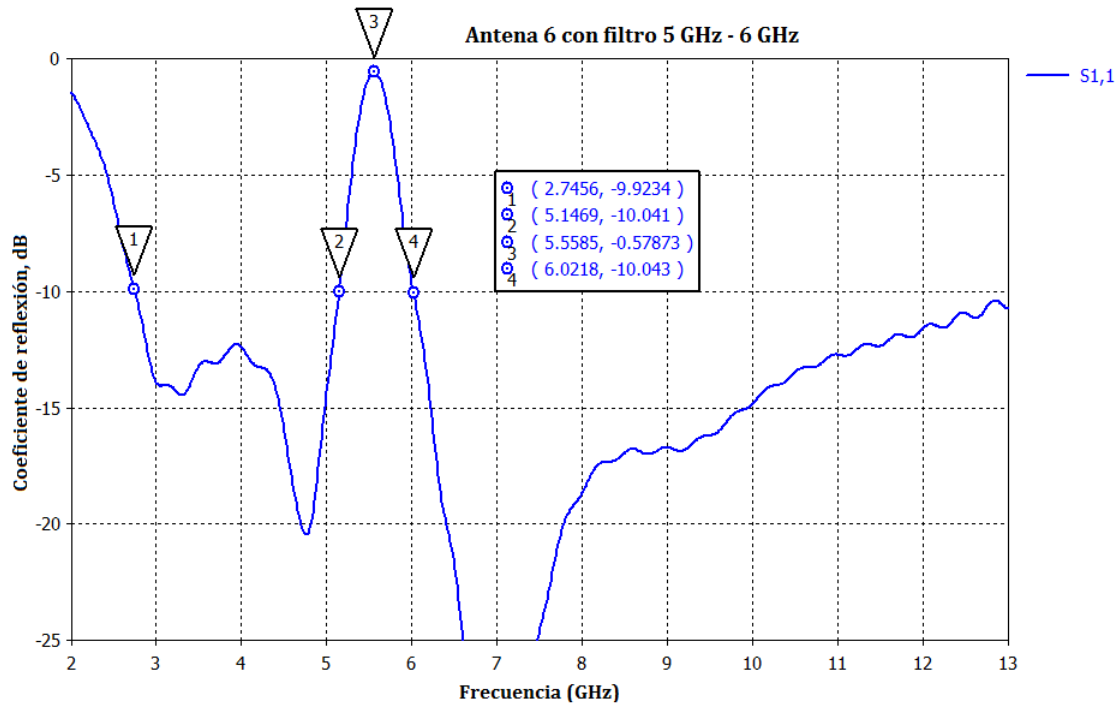


Figura 5.85: Coeficiente de reflexión de Antena 6 con filtro en la banda 5 GHz-6 GHz.

5.7.3. Antena con dos filtros notch para eliminar la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y una banda superior

Los parámetros seleccionados para el diseño se presentan en la Tabla 5.11.

Dimensión	Valor
W	32.5 mm
L	38.5 mm
L ₁	16.75 mm
L ₂	4.3 mm
L ₃	17.05 mm
L ₄	4 mm
W _f	1.55 mm
x ₁	0.76 mm
y ₁	10.7 mm
x ₂	0.76 mm
y ₂	6.85 mm
m	0.28 mm
n	0.2 mm
o	0.2 mm
p	0.7 mm

Tabla 5.11: Dimensiones optimizadas de Antena 6 completa con filtros.

En la Figura 5.86 se presenta un esquema de la antena diseñada.

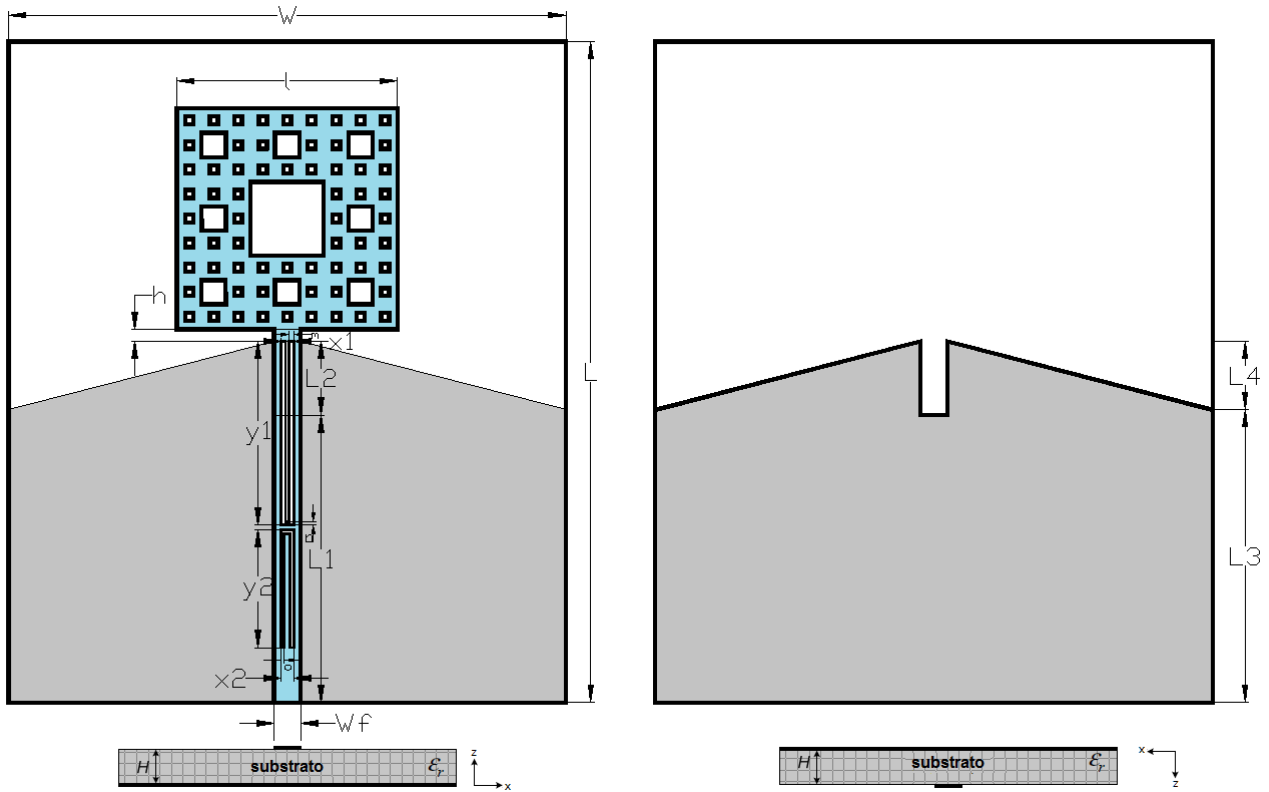


Figura 5.86: Esquema de Antena 6 con filtros notch.

El coeficiente de reflexión con ambos filtros se presenta en la Figura 5.87. Como se observa, el rechazo del primer filtro ha empeorado ligeramente con respecto al caso anterior.

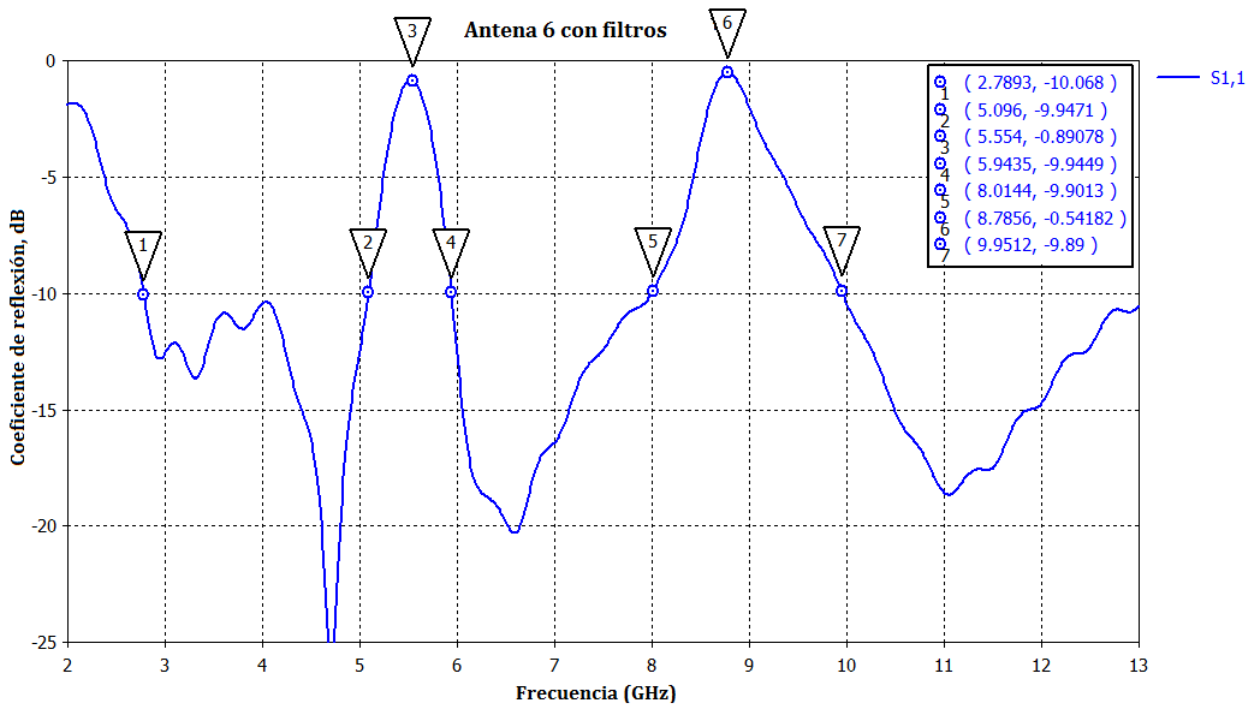


Figura 5.87: Coeficiente de reflexión de Antena 6 con filtros.

El segundo filtro diseñado tiene una longitud efectiva aproximada $L_e \approx 2 \cdot y_2 + x_2 \approx 2 \cdot 6,85mm + 0,76mm \approx 14,46mm$, que se aproxima bastante al valor teórico calculado. Finalmente, se ha conseguido diseñar los dos filtros en la línea de alimentación, aunque habrá que cortar el alma del conector a la mitad para evitar que entre en contacto con el filtro inferior.

Los niveles de rechazo conseguidos son muy interesantes (véase Figura 5.88).

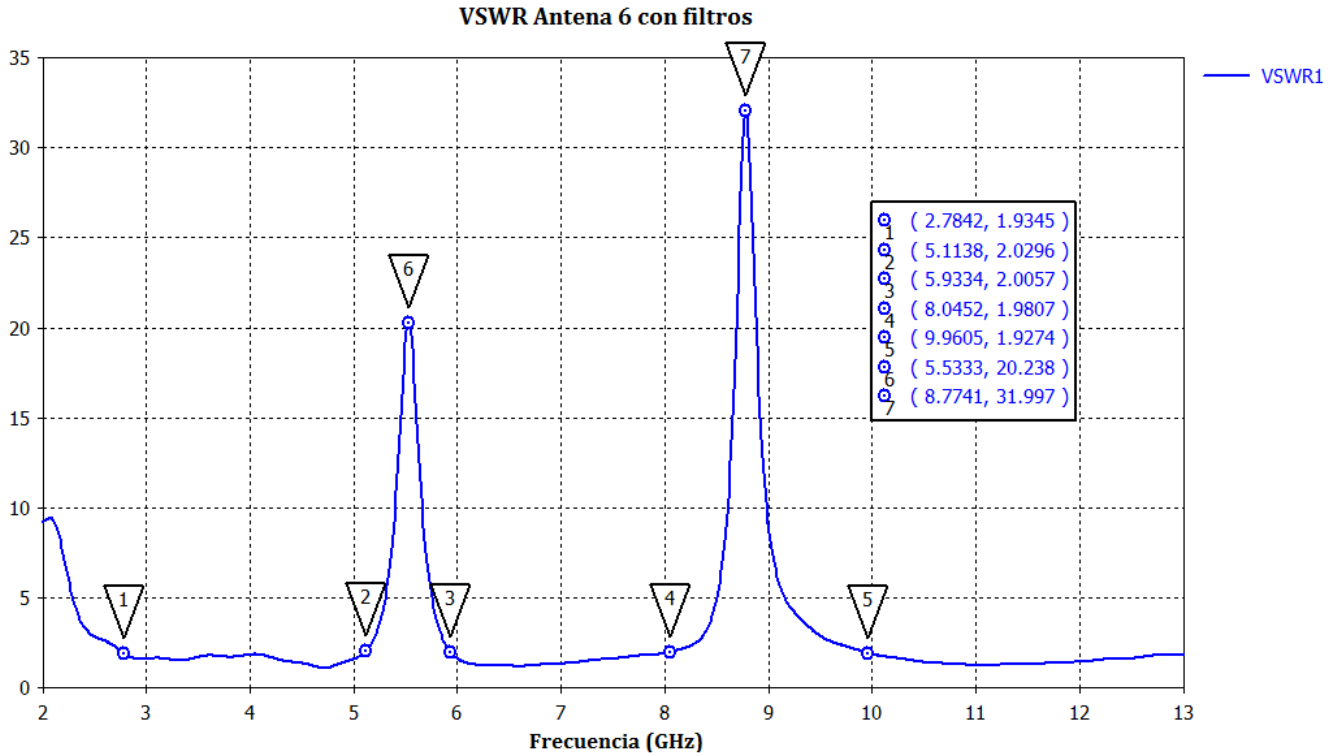


Figura 5.88: VSWR Antena 6 con filtros.

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10dB$) se extiende desde los 2.78 GHz hasta algo más de 13 GHz. Si se observa la Figura 5.45 en la que se presenta la relación de onda estacionaria de tensión, se observa que $VSWR < 2$ en toda la banda de trabajo. Se tienen dos filtros:

- Banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz)
 - Banda: 5.1 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -0.89 dB
 - VSWR: 20.23
- Banda de frecuencias superior
 - Banda: 8 GHz - 10 GHz
 - Rechazo: -0.54 dB
 - VSWR: 32

Esta antena con filtros incorporados también se ha construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se ha medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos se presentarán en capítulos posteriores de esta memoria.

En la Figura 5.89 se presenta de nuevo la distribución de la corriente de superficie para tres frecuencias distintas. Se observa que aumenta drásticamente alrededor del filtro para su respectiva frecuencia de resonancia.

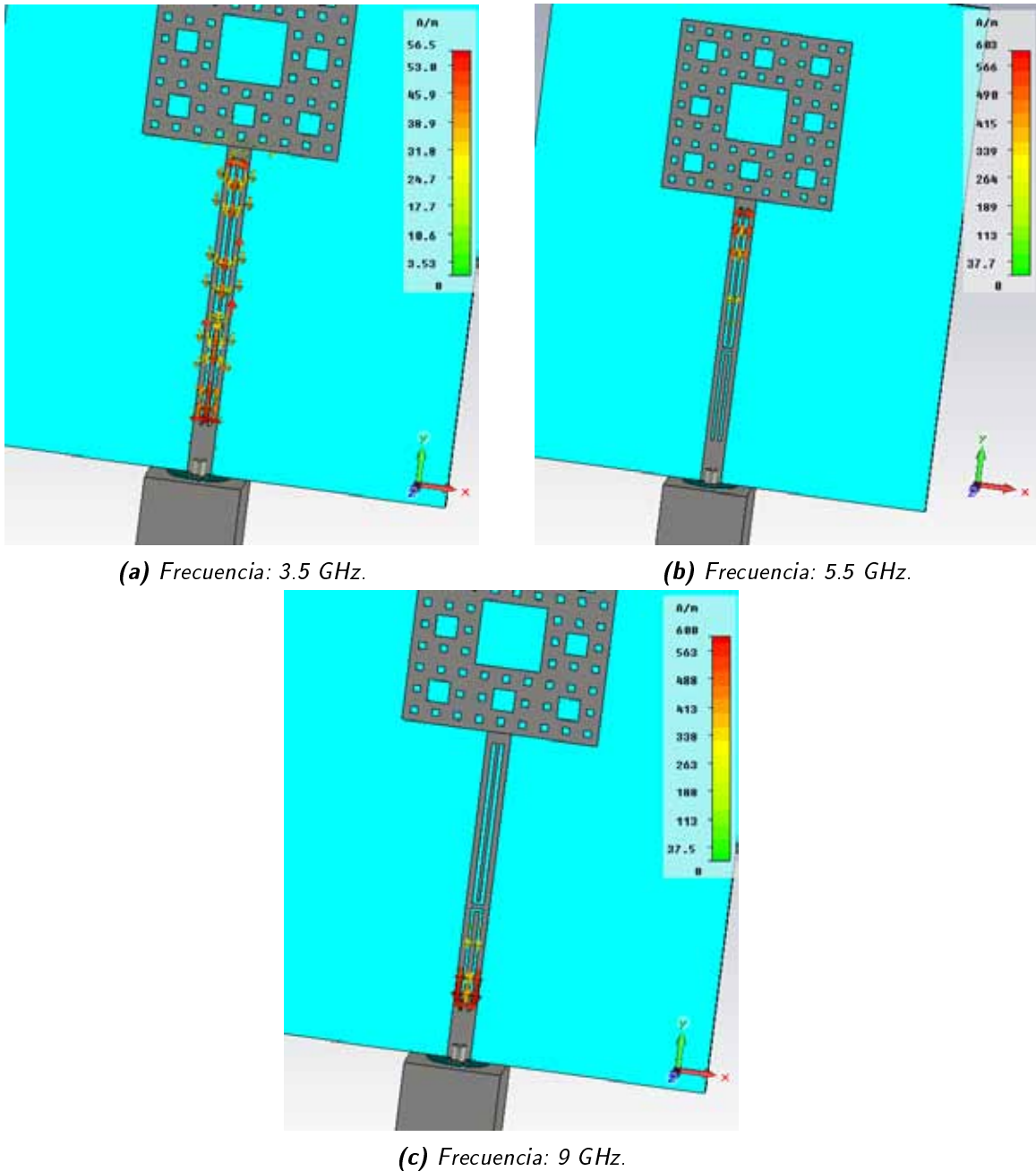


Figura 5.89: Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de la Antena 6.

5.8. Antena 7: Robot Like Microstrip UWB Antenna

El objetivo de este último apartado es el de diseñar una antena con el **mayor ancho de banda posible** y con **impacto visual**.

- Sustrato utilizado: **TLY-5A** de Taconic, $\epsilon_r = 2,17$, $H = 0,508$ mm.
- Banda de trabajo mínima: 3.1 GHz - 10.6 GHz (para cumplir la normativa de la FCC).

- 1 filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz y otro filtro en una banda superior.
- Impacto visual.

Inicialmente, se parte de una línea microstrip para adaptar el parche a 50Ω . Para ello se procede de la misma forma que en 5.7. Al tratarse del mismo sustrato y poseer el mismo espesor que en el caso mencionado, la anchura resultante de la pista será la misma. Resulta así un plano de masa de unos 20 mm x 32.5 mm.

Se parte del parche cuadrado de lado $l = 12,86$ mm diseñado en 5.7. Se modifica para conseguir mayor ancho de banda. Para ello se varían las dimensiones y la forma para ir mejorando las distintas zonas del coeficiente de reflexión, resultando un parche formado por un trapecio y un rectángulo.

Aprovechando la forma obtenida, se realizan pequeñas modificaciones con ranuras de longitud muy pequeña que no producen modificaciones importantes en el coeficiente de reflexión y que permiten dotar a la antena de ese impacto visual que se buscaba (véase Figura 5.90a).

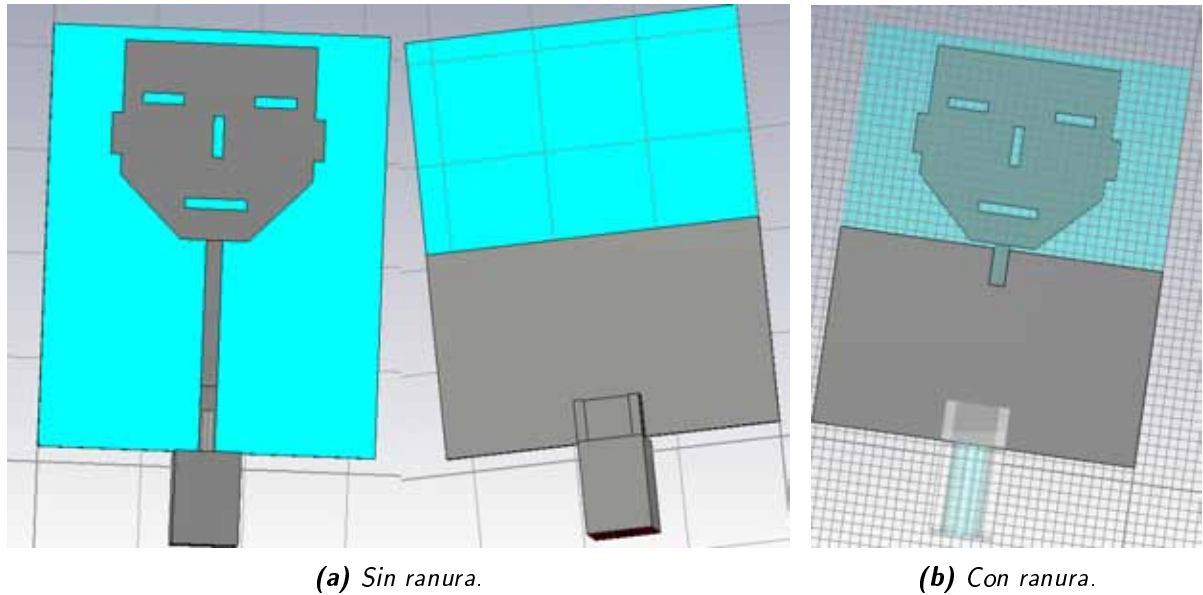


Figura 5.90: Configuración inicial Antena 7.

En la Figura 5.91, la curva $c = 0$ presenta el coeficiente de reflexión de este modelo inicial diseñado. Se aprecia que prácticamente cubre toda la banda entre 2 GHz y 18 GHz en simulación ($|s_{11}| < -10dB$). Hay dos zonas en torno a los 5 GHz y los 9 GHz que habría que mejorar.

Se utilizará la técnica utilizada anteriormente consistente en realizar una pequeña ranura rectangular en el plano de masa para conseguir variar la impedancia del parche y mejorar la reflexión de la antena en dichas zonas (Figura 5.90b). La ranura estará situada en la zona superior central del plano de masa, y tendrá una anchura igual a la de la línea de alimentación presente en la cara opuesta.

En la Figura 5.91 se presenta la variación del coeficiente de reflexión en función de la longitud de la ranura. El parámetro c indica su longitud en mm (por tanto, $c = 0$ es el caso sin ranura como se ha comentado anteriormente). Obsérvese que la mejora es importante en prácticamente toda la banda con $c = 4$. El valor final elegido es $c = 3,7$ mm (Figura 5.92), como se detallará en la tabla de dimensiones de la antena diseñada.

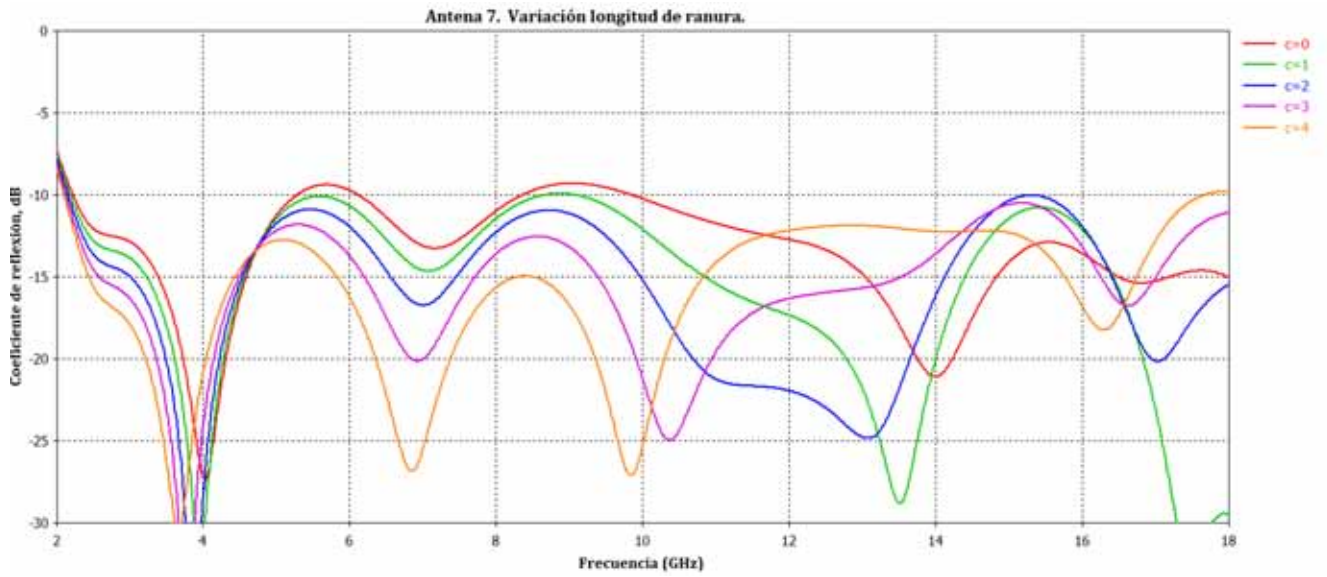


Figura 5.91: Reflexión de la configuración inicial de la Antena 7 en función de la longitud de la ranura.

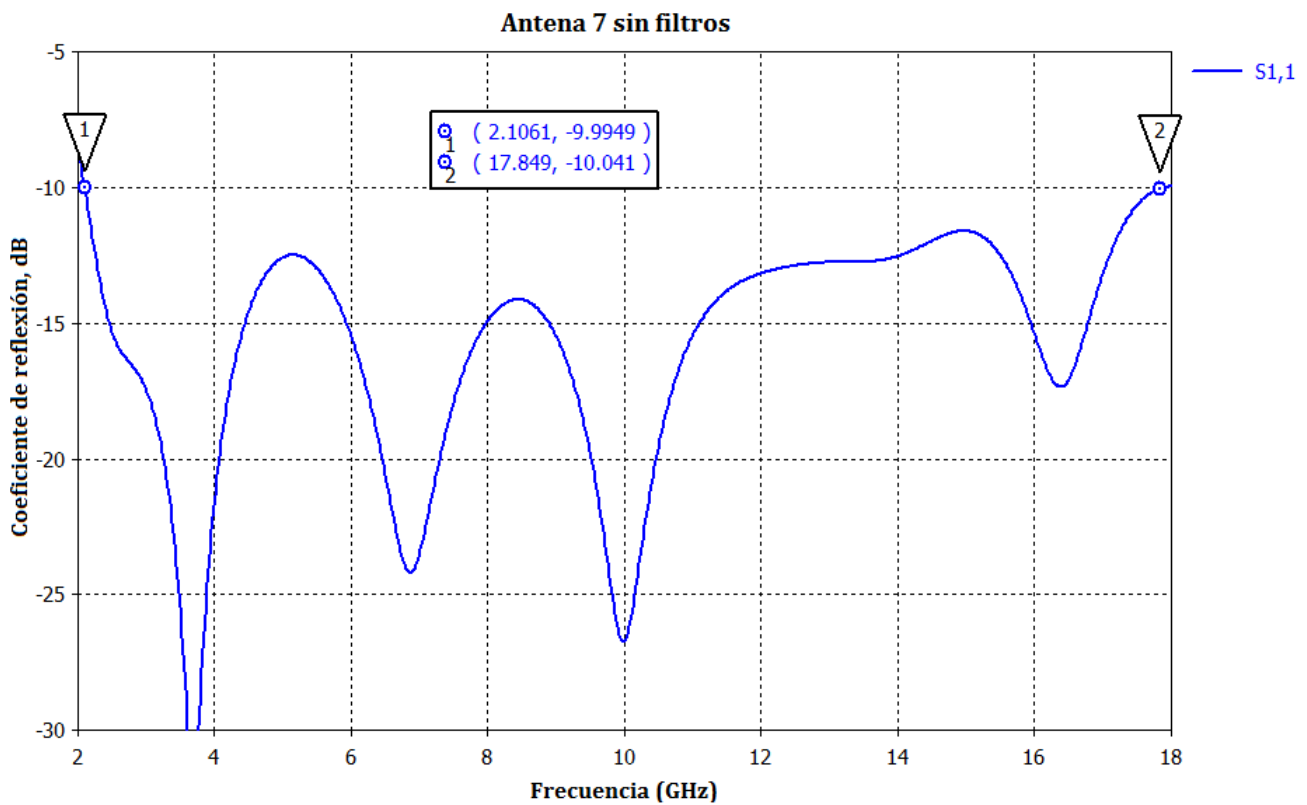


Figura 5.92: Reflexión de la configuración inicial de la Antena 7 con $c = 3,7$ mm.

El esquema de la antena final diseñada sin filtros se presenta en la Figura 5.93. El valor c comentado en la Figura 5.91 hace referencia a $L3$ en el esquema de dimensiones.

Esta antena sin filtros se ha construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se ha medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos se presentarán en capítulos posteriores de esta memoria.

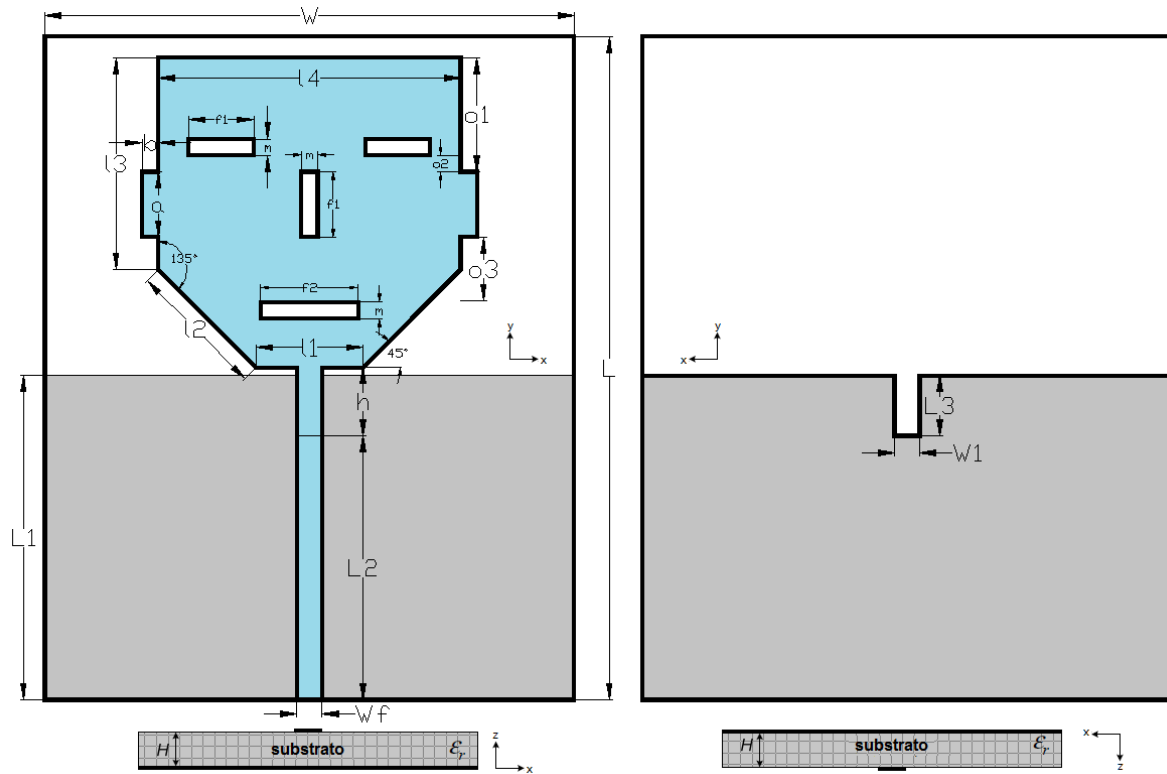


Figura 5.93: Esquema de Antena 7 sin filtros.

Los parámetros seleccionados para el diseño se presentan en la Tabla 5.12.

Dimensión	Valor
W	32.5 mm
L	40.7 mm
W_f	1.55 mm
L_1	19.89 mm
L_2	16.20 mm
L_3	3.70 mm
h	4.20 mm
W_1	1.55 mm
l_1	6.55 mm
l_2	8.49 mm
l_3	13 mm
l_4	18.55 mm
o_1	7 mm
o_2	1 mm
o_3	3.94 mm
a	4 mm
f_1	4 mm
f_2	6 mm
m	1 mm

Tabla 5.12: Dimensiones optimizadas de Antena 7 completa sin filtros.

5.8.1. Antena con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz

Como se comentó en 5.7.2, la longitud efectiva del filtro para que resuene a la frecuencia de 5.5 GHz debe tomar un valor cercano a:

$$L_{filtro_{5,5GHz}} \approx \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{e1}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 5,5 \cdot 10^9 \sqrt{1,585}} \approx 0,02166 \text{ m} = 21,66 \text{ mm} \quad (5.10)$$

El coeficiente de reflexión de la antena con filtro es el que se presenta en la Figura 5.94 y el esquema de la misma en 5.95. Obsérvese que ahora al tener un ancho de banda tan amplio en simulación, se observa una réplica del filtro en torno a $3f_0$, es decir, 16.5 GHz que reduce la banda superior de unos 18 GHz a unos 15 GHz con respecto al caso sin filtros.

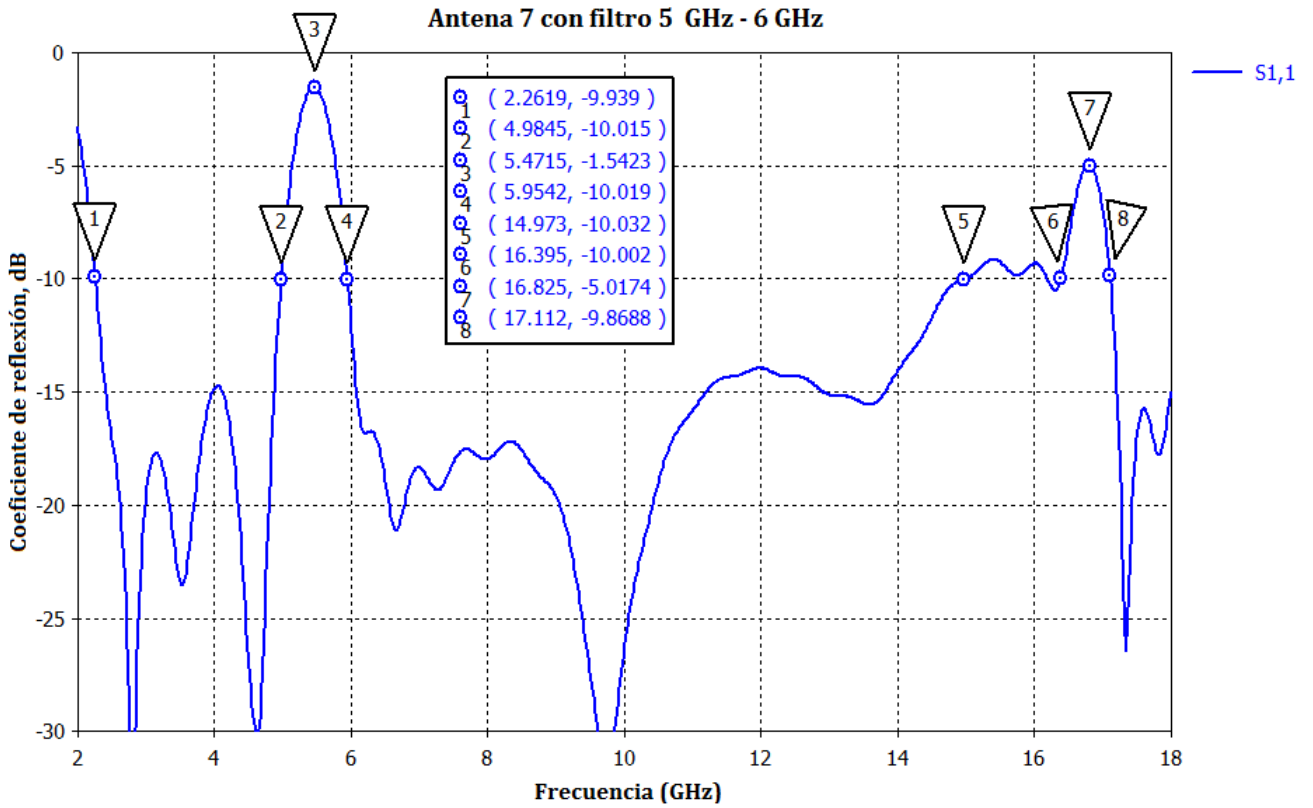


Figura 5.94: Coeficiente de reflexión Antena 7 con filtro 5 GHz - 6 GHz.

La longitud efectiva aproximada del filtro es $L_{eff} \approx 2 \cdot y1 + x1 \approx 2 \cdot 10,61 \text{ mm} + 0,8 \text{ mm} \approx 22 \text{ mm}$, que es un valor bastante cercano al obtenido de forma teórica. La anchura de ranura seleccionada tiene un valor $n = 0,2 \text{ mm}$, que es bastante crítico a la hora de construir. Para ello habrá que utilizar la herramienta más pequeña que se dispone para eliminar cobre.

Por otro lado, las ranuras creadas en el parche para conseguir el *impacto visual* deseado tienen una longitud efectiva pequeña, lo que hace posible utilizarlas sin producir efectos no deseados en el comportamiento en reflexión de la antena que se está diseñando.

Se observa que el rechazo conseguido para el filtro es mejorable, en comparación con el caso de la antena fractal. Es por ello que va a tratarse de añadir una segunda estructura que mejore dicho rechazo en la zona próxima a la línea de alimentación.

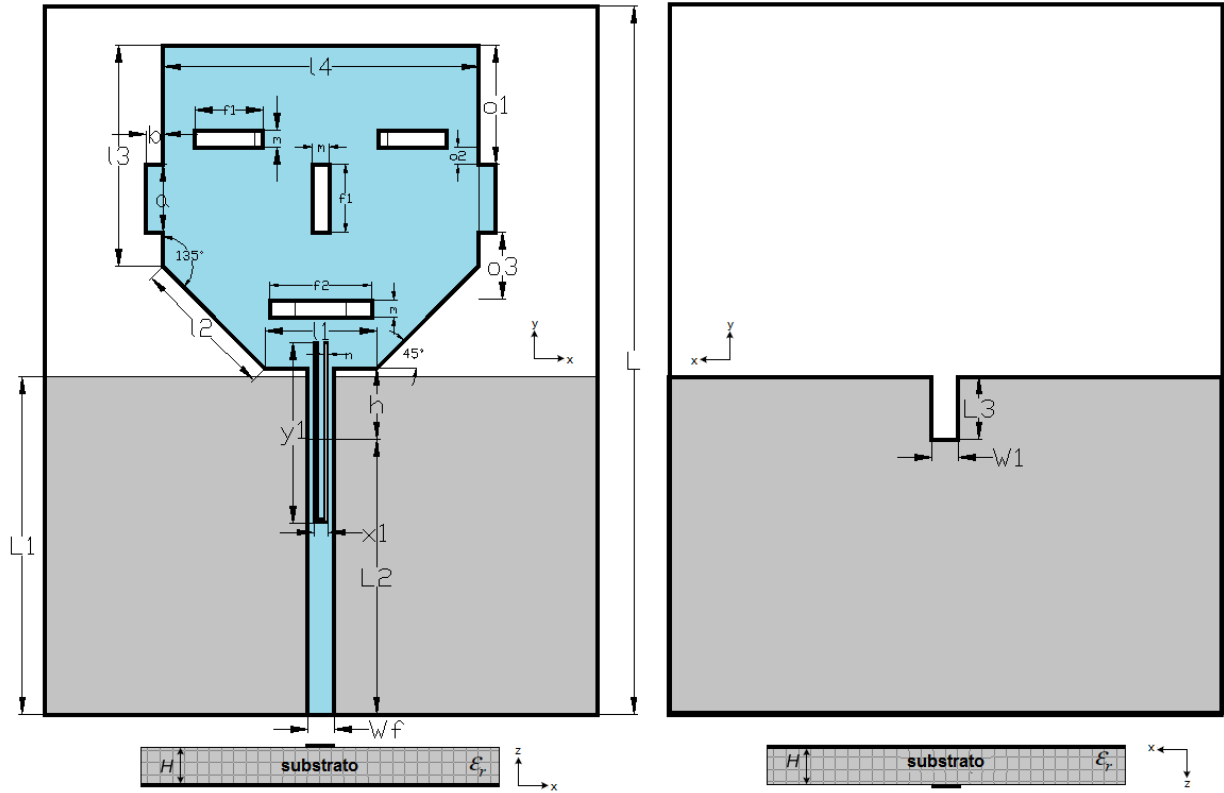


Figura 5.95: Esquema de Antena 7 con filtro.

Con esta nueva estructura (esquema en Figura 5.95), el coeficiente de reflexión resultante es el que se presenta en la Figura 5.96.

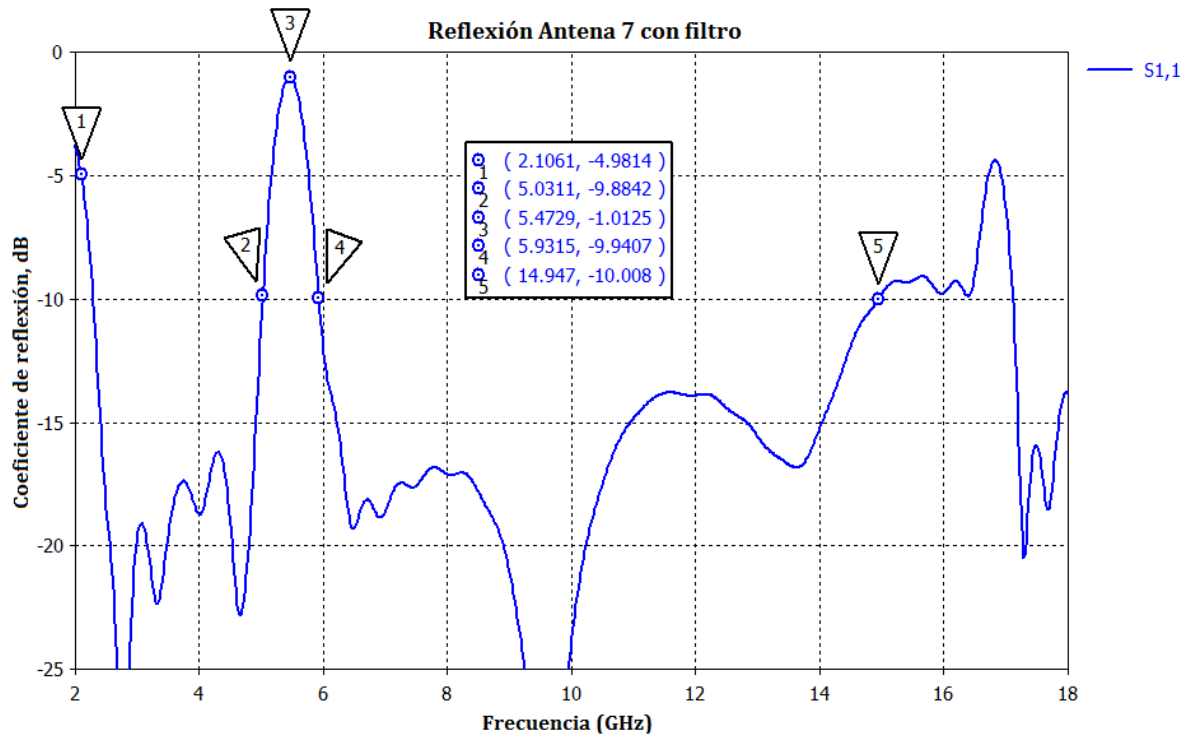
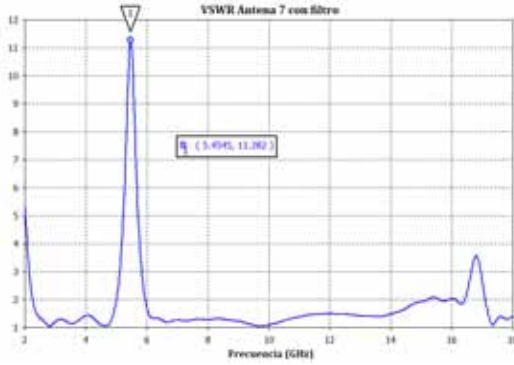
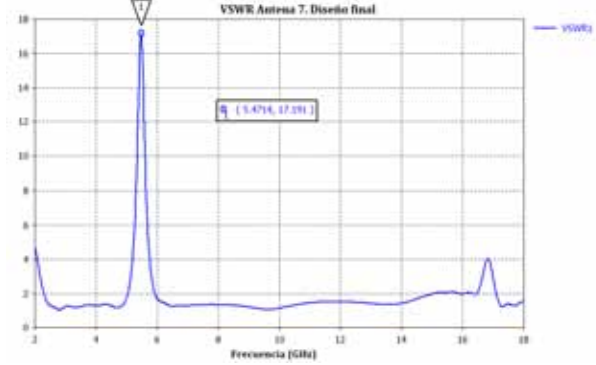


Figura 5.96: Coeficiente de reflexión Antena 7 con filtro y dos estructuras filtrantes.

Se ha mejorado el rechazo unos 0.5 dBs, obteniéndose un coeficiente de reflexión en torno a -1 dB en la frecuencia central del filtro ($f_c = 5,5$ GHz). Para hacerse a una idea de la mejora hay que tener en cuenta un parámetro que evalúa también el rechazo de los filtros: el VSWR. En la Figura 5.97 se presenta una comparativa entre el caso con una estructura filtrante (Figura 5.97a) y con dos (Figura 5.97b).



(a) Una estructura filtrante.



(b) Dos estructuras filtrantes.

Figura 5.97: VSWR de Antena 7 con filtro.

La Figura 5.98 presenta el esquema de la antena final con filtro diseñada.

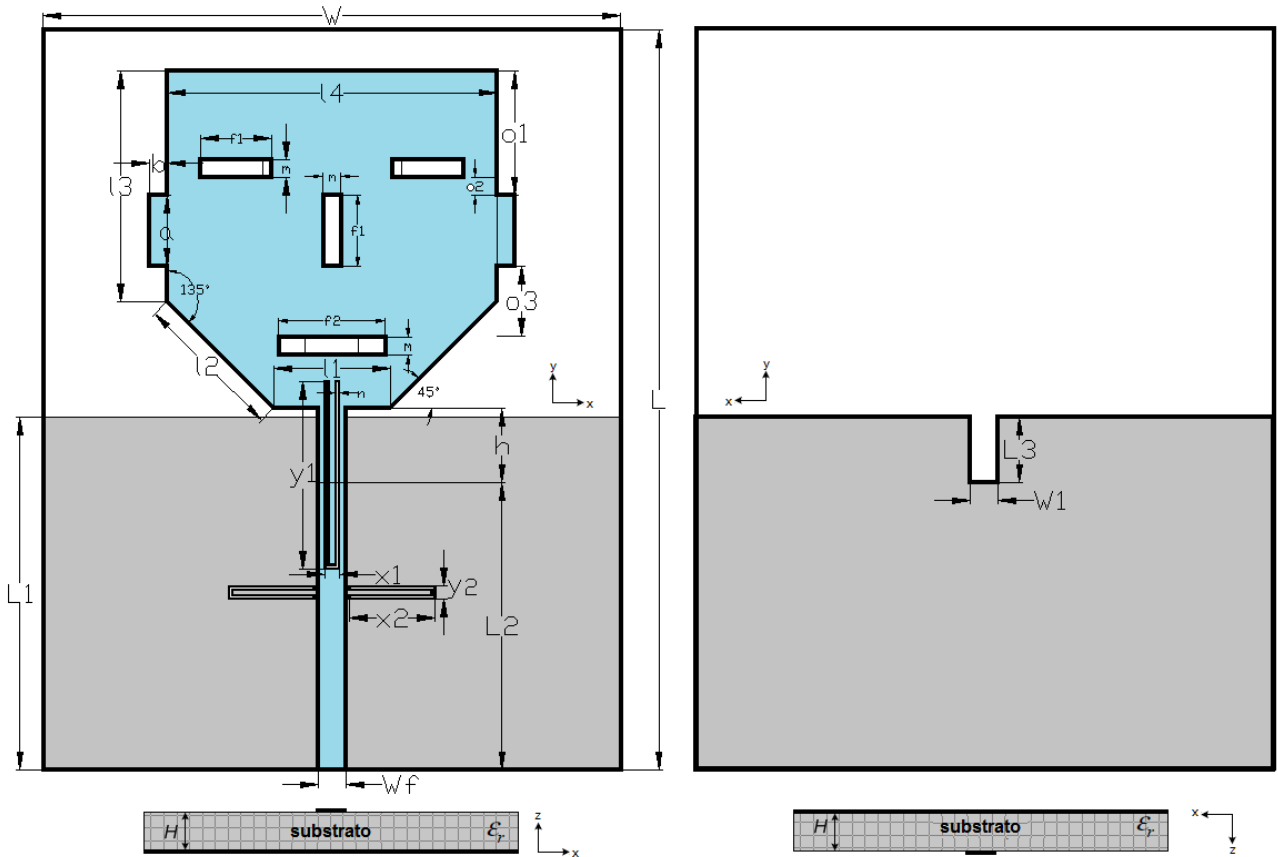


Figura 5.98: Esquema de Antena 7 con filtro. Diseño final.

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) se extiende desde los 2.1 GHz hasta los 15 GHz. En la Figura 5.97b, en la que se presenta la relación de onda estacionaria de tensión, se observa que $VSWR < -2$ en toda la banda de trabajo.

En la Figura 5.99 se presenta de nuevo la distribución de la corriente de superficie (en este caso para dos frecuencias distintas). Se observa que aumenta drásticamente alrededor del filtro para su respectiva frecuencia de resonancia.

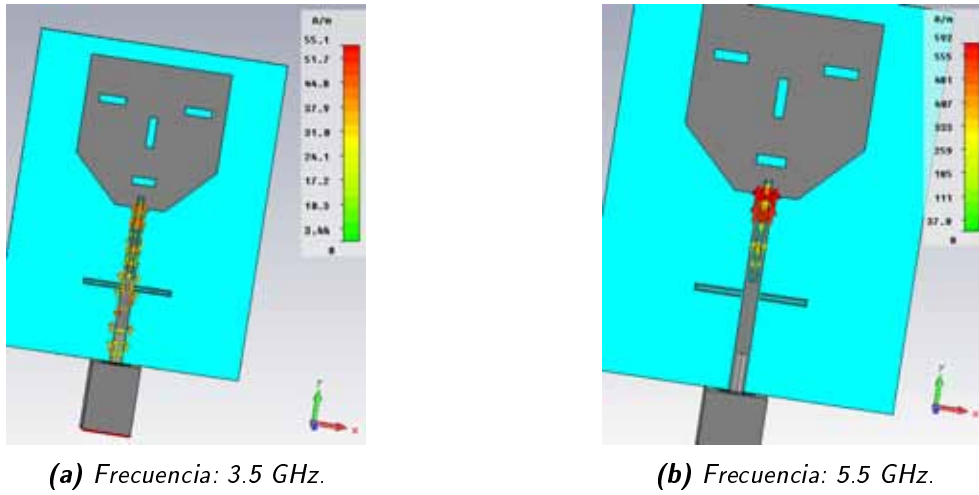


Figura 5.99: Distribución de corriente de superficie en función de la frecuencia de la Antena 7.

Los parámetros seleccionados para el diseño se presentan en la Tabla 5.13.

Dimensión	Valor
W	32.5 mm
L	41.7 mm
W _f	1.55 mm
L ₁	19.89 mm
L ₂	16.20 mm
L ₃	3.70 mm
h	4.20 mm
W ₁	1.55 mm
l ₁	6.55 mm
l ₂	8.49 mm
l ₃	13 mm
l ₄	18.55 mm
o ₁	7 mm
o ₂	1 mm
o ₃	3.94 mm
a	4 mm
f ₁	4 mm
f ₂	6 mm
m	1 mm
n	0.2 mm
x ₁	0.8 mm
y ₁	10.61 mm
x ₂	4.8 mm
y ₂	0.7 mm

Tabla 5.13: Dimensiones optimizadas de Antena 7 completa con filtro. Diseño final.

Características del filtro de la antena diseñada:

- Banda de frecuencias de 5 GHz - 6 GHz
 - Banda: 5 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1.01 dB
 - VSWR: 17.2

Esta antena con filtro incorporado también se ha construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se ha medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos se presentarán en capítulos posteriores de esta memoria.

5.8.2. Antena con dos filtros notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz y una banda superior

Esta antena se ha construido con un solo filtro, pero con dos estructuras filtrantes para mejorar el rechazo de uno de ellos.

Sin embargo, posteriormente se decidió simular la antena con un segundo filtro en una banda superior.

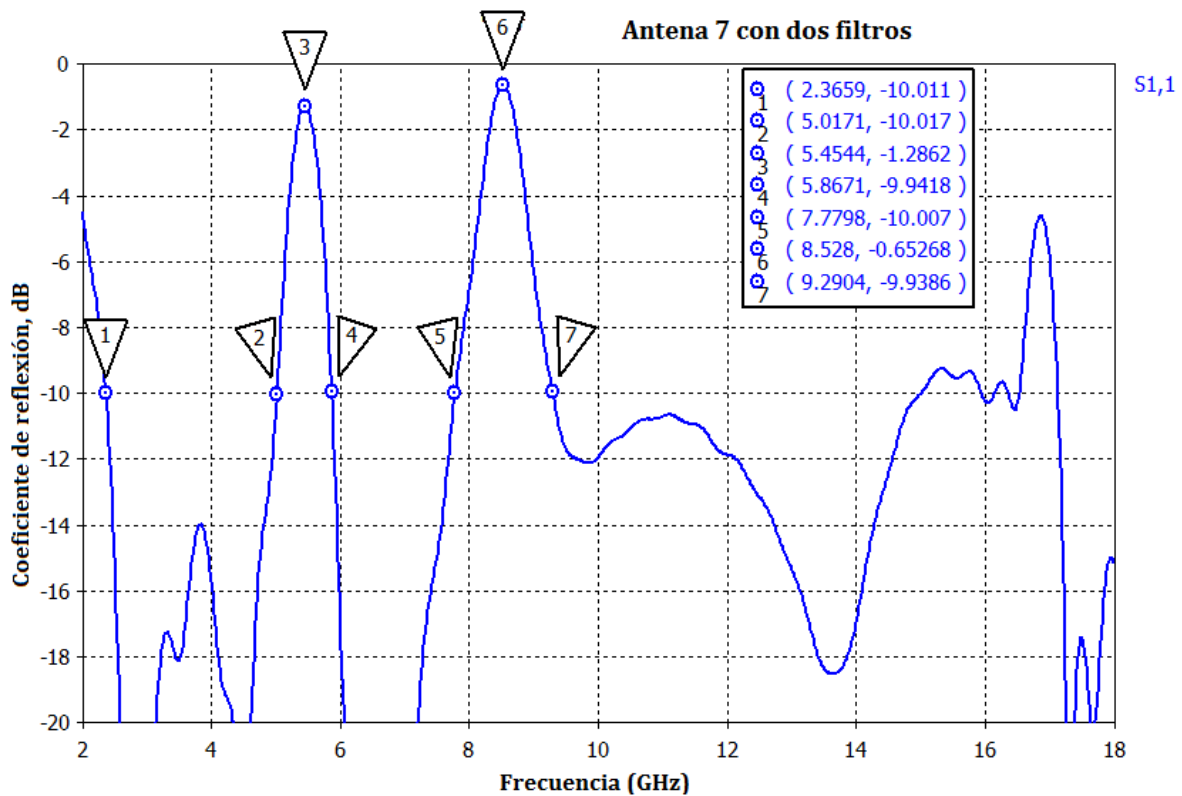


Figura 5.100: Reflexión de la configuración con dos filtros de la Antena 7.

La banda superior puede estar centrada entre 8.4 GHz y 9.5 GHz y tener un ancho comprendido entre 1 GHz y 2 GHz. Para cambiar la frecuencia de centro, simplemente se debe aumentar o disminuir ligeramente el tamaño de las patas del filtro según se quiera disminuir o aumentar la frecuencia central del filtro.

En la Figura 5.101 se presenta el mismo filtro pero centrado a una frecuencia algo superior.

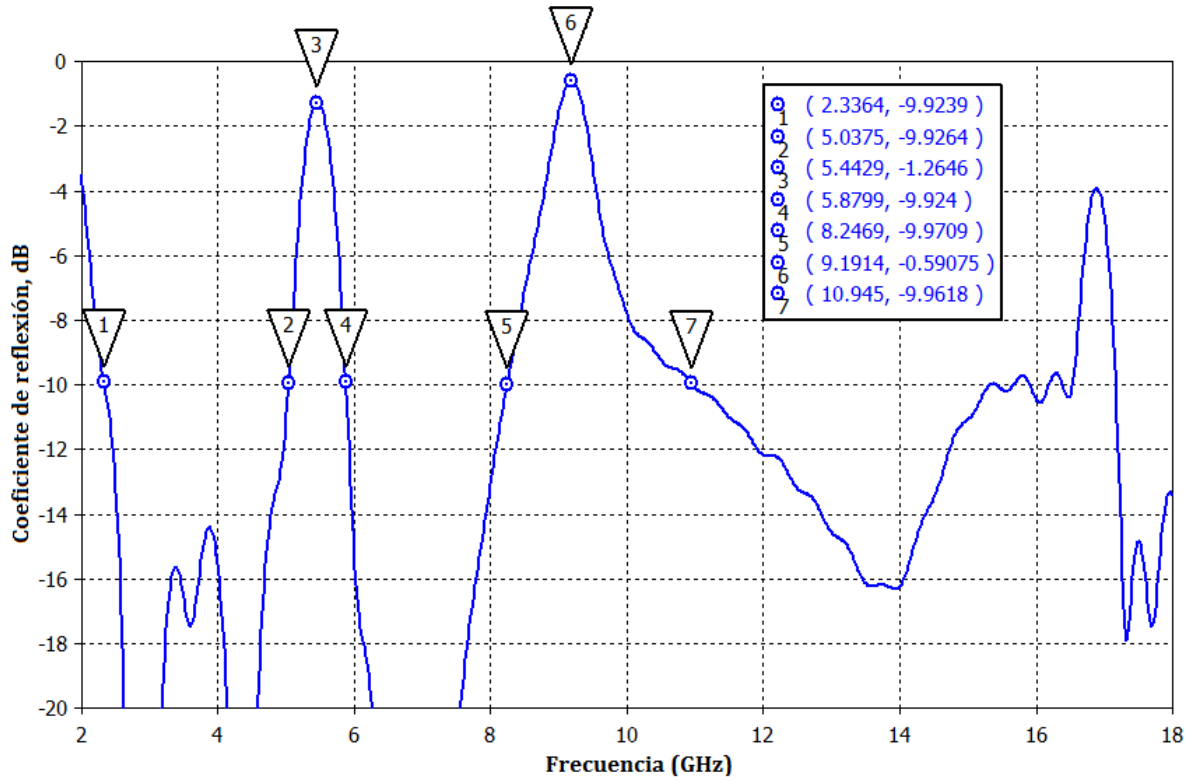


Figura 5.101: Reflexión de la configuración con dos filtros de la Antena 7.

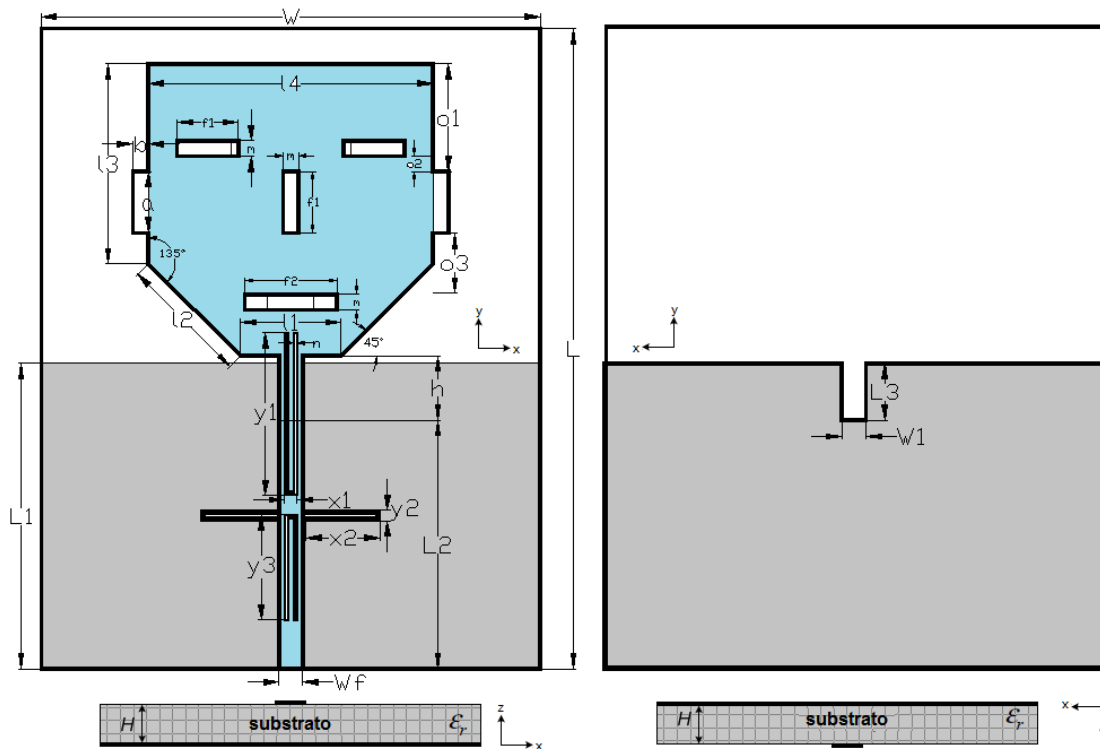


Figura 5.102: Esquema de la Antena 7 simulada con dos filtros.

6

Diseño de array UWB

6.1. Introducción

En este PFC también se tiene como objetivo el diseño, construcción y medida de un array lineal UWB de cuatro elementos alimentado con líneas microstrip. Este capítulo se centrará en el diseño del array. No se ha encontrado mucha información en la literatura, ya que se ha investigado al respecto pero no lo suficiente. Se han tomado ideas de [15] y [16].

El procedimiento inicial a seguir será el diseño del elemento UWB. Podría utilizarse cualquiera de los elementos alimentados con microstrip diseñados en el Capítulo 5, pero se ha decidido diseñar uno nuevo, optimizando algunos parámetros que se detallarán en la sección correspondiente al diseño del mismo.

A continuación, tratará de simularse el comportamiento de dos elementos juntos, evaluando la influencia de la distancia de separación entre ambos en diferentes aspectos (acoplamiento entre parches, lóbulos de difracción, etc). Aquí se hace imprescindible el diseño de una red de alimentación que divida la potencia de entrada para alimentar a cada uno de los elementos UWB.

Posteriormente, se tratará de optimizar la reflexión global del conjunto formado por ambos elementos tratando de disminuir el acoplamiento entre ambos, afectando lo menos posible a la reflexión de cada elemento particular.

Una vez diseñado el array con dos elementos, se duplicará la estructura, se evaluará de nuevo la influencia entre ambos bloques y tratará de optimizarse la reflexión global del conjunto formado por los cuatro elementos para intentar cumplir los requerimientos que se detallan a continuación:

- Sustrato utilizado: **TLY-5A** de Taconic, $\epsilon_r = 2,17$, $H = 0,508$ mm.
- Banda de trabajo mínima: 3.1 GHz - 10.6 GHz (para cumplir la normativa de la FCC).
- $|s_{11}| < -10$ dB en toda banda de trabajo.
- 1 filtro notch que elimine la banda de frecuencias comprendida entre 5 GHz y 6 GHz.

Como se observa, el sustrato utilizado es el TLY-5A de Taconic, con un espesor de $H = 0,508$ mm. Esto es por dos razones fundamentales:

- Interesa tener un rango amplio de impedancias a cubrir para poder realizar sin problemas la red de alimentación. Esto es un asunto más práctico que teórico: cada impedancia se traduce en anchura de pista de línea microstrip. El mínimo de anchura vendrá dado por la precisión de la máquina, situado en torno a los 0.2 mm. El máximo deseado es unos 4 mm, ya que pistas excesivamente anchas radian. El rango de frecuencias a cubrir es muy amplio, por lo que seguramente se necesiten varias secciones adaptadoras para tratar de conseguir la mejor reflexión en el divisor de potencia. Teniendo en cuenta esto, las impedancias que se pueden cubrir en función del espesor son:

- $H = 1,575$ mm - Rango: $57 \Omega - 187 \Omega$
- $H = 1,016$ mm - Rango: $42 \Omega - 166 \Omega$
- $H = 0,508$ mm - Rango: $25 \Omega - 133 \Omega$

La idea inicial en la red de alimentación es ir adaptando de 50Ω a 100Ω y el parche irá variando la impedancia en función de la frecuencia, siendo en torno a 125Ω el peor de los casos. En principio podrían utilizarse los dos espesores más pequeños, pero se ha elegido el último por una menor anchura de las pistas.

- El comportamiento presentado en la simulación de los últimos elementos es bastante bueno, por lo que parece factible diseñar un monopolo UWB con un ancho de banda interesante y con buena reflexión.

Sin embargo, no son todas ventajas en la elección de sustrato: no se ha trabajado con un espesor de este tipo hasta ahora y por tanto se desconocen los problemas que puede ocasionar a la hora de fabricar los prototipos. Por otro lado, no existen referencias de la semejanza entre simulación y medida, ya que se inicia el diseño del array sin haberse construido y medido las antenas diseñadas en este espesor.

6.2. Diseño de elemento unitario

Se busca diseñar un elemento unitario que cumpla dos requisitos fundamentales:

- Parche lo más estrecho posible. Esto es debido a que se dispondrán los cuatro elementos de forma equiespaciada, con una separación d . Dicha distancia, como ya se destacó en 2.7.1, ha de ser $\lambda/2 < d < \lambda$ para tratar de reducir el efecto de los lóbulos de difracción. Para una frecuencia de 10 GHz, esta distancia d estará en torno a los 3 cm, es decir, que los elementos estarán muy juntos entre sí y deben tener un tamaño lo más reducido posible (fundamentalmente, en anchura) para reducir acoplamientos entre ellos.
- Muy buena reflexión en la banda de trabajo. Es deseable $|s_{11}| < -12$ dB en toda la banda.

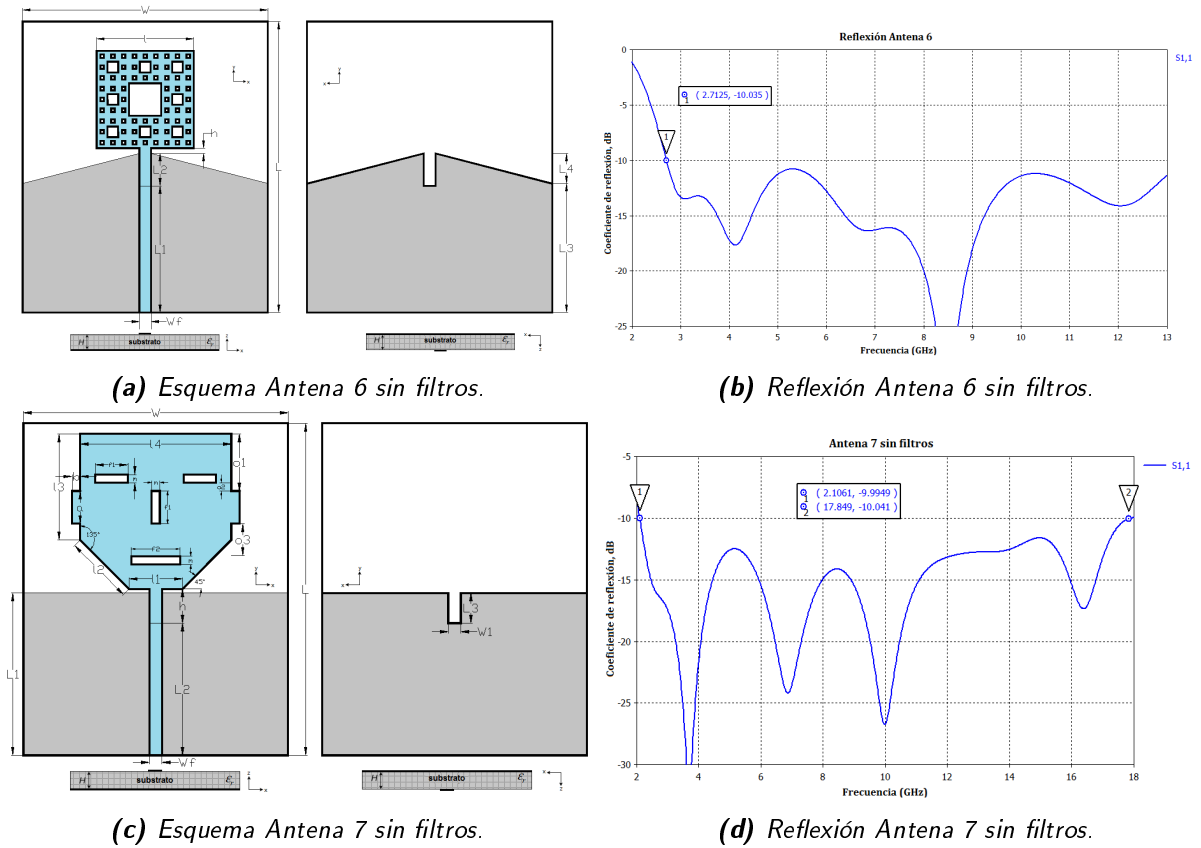


Figura 6.1: Antenas candidatas a elemento unitario del array.

En la Figura 6.1 se presentan las dos antenas diseñadas en este sustrato que podrían utilizarse como elemento unitario del array. La primera de ellas (Figura 6.1a, documentada en 5.7)

destaca por el tamaño reducido del parche. La segunda (Figura 6.1c, documentada en 5.8) destaca por un coeficiente de reflexión muy bueno en la banda de interés ($|s_{11}| < -12 \text{ dB}$ en toda la banda).

Hay que tratar de llegar a una solución intermedia, con una reflexión lo más semejante posible a 6.1d, pero con un ancho de parche similar a 6.1a.

Se propone un parche formado por la superposición de dos elipses separadas por un cierto offset en el eje Y.

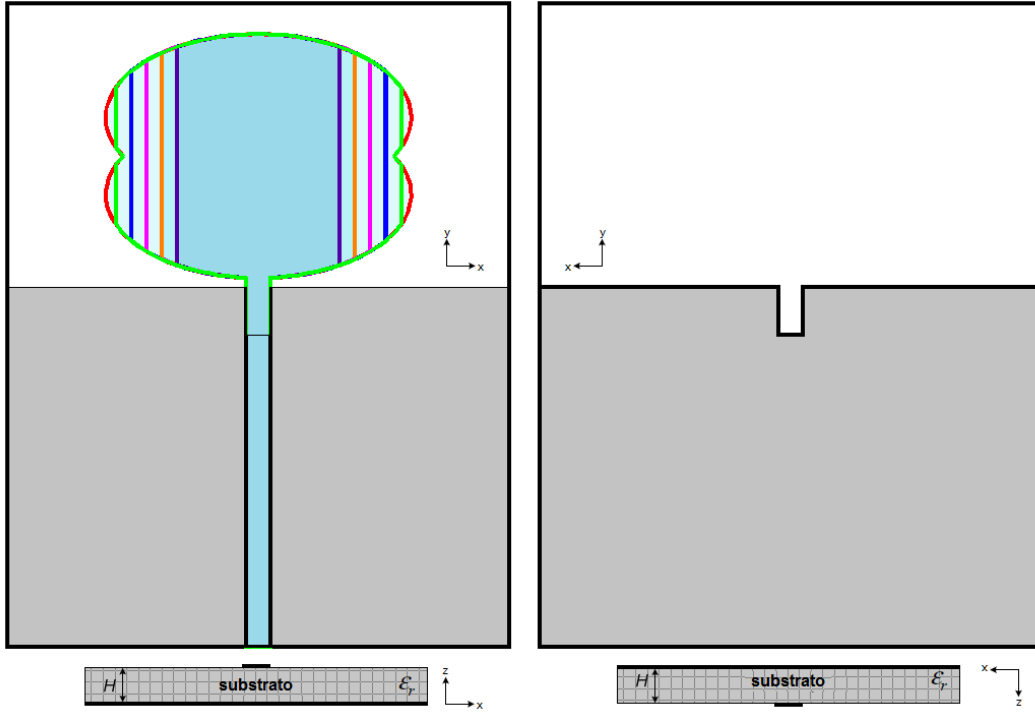


Figura 6.2: Variación de anchura del parche propuesta para el elemento unitario del array. Esquema.

Se tratará de optimizar la anchura del mismo cortando hasta conseguir el parche de mínima anchura con una buena reflexión (Figuras 6.2 y 6.3).

Se presenta el coeficiente de reflexión de cada uno de los parches simulados, con su correspondiente color. Como se busca que prácticamente en toda la banda (salvo zonas de inicio y fin) $|s_{11}| < -12 \text{ dB}$, se rechazan las opciones $a = 4$, $a = 3$ y $a = -1$. De entre las que quedan se ha elegido $a = 0$. Esto es así porque proporciona el parche menos ancho posible y no presenta mucha diferencia en reflexión con los otros dos casos.

El esquema del elemento unitario final diseñado se presenta en la Figura 6.4 y los parámetros de diseño en la Tabla 6.1.

El coeficiente de reflexión del elemento unitario final es el que se presenta en la Figura 6.5.

6.3. Distancia entre elementos

Ya se ha diseñado el elemento unitario. El próximo objetivo será decidir a qué distancia deben situarse los elementos entre sí. Si la distancia entre los elementos es muy grande, el acoplo es menor pero comienzan a aparecer lóbulos de difracción que pueden incluso superar en amplitud al lóbulo principal (véase 6.3.1).

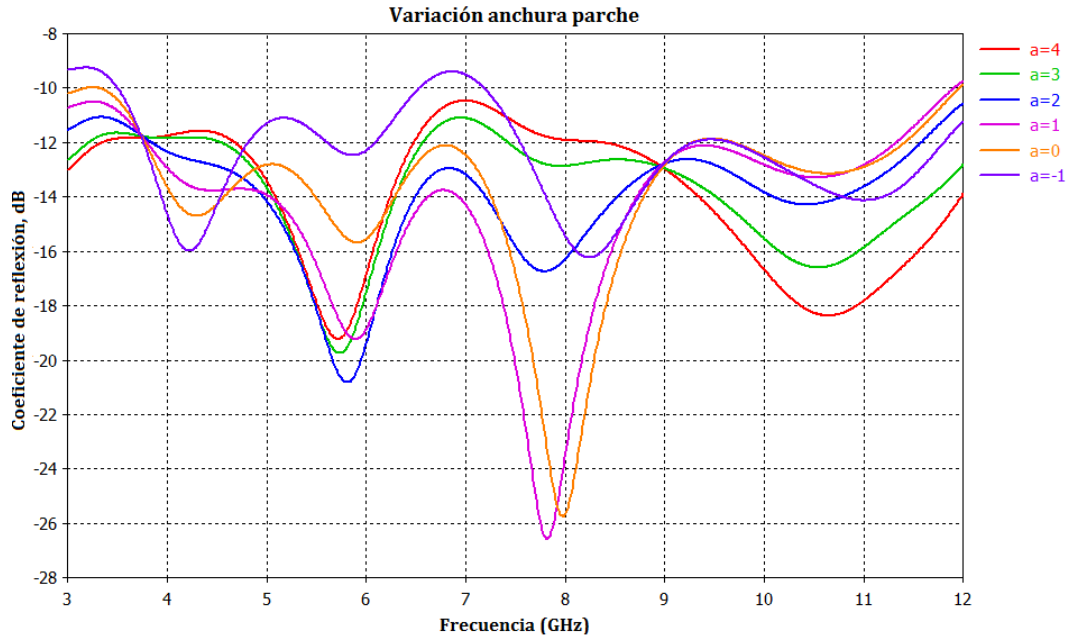


Figura 6.3: Variación de anchura del parche propuesta para el elemento unitario del array. Coeficiente de reflexión.

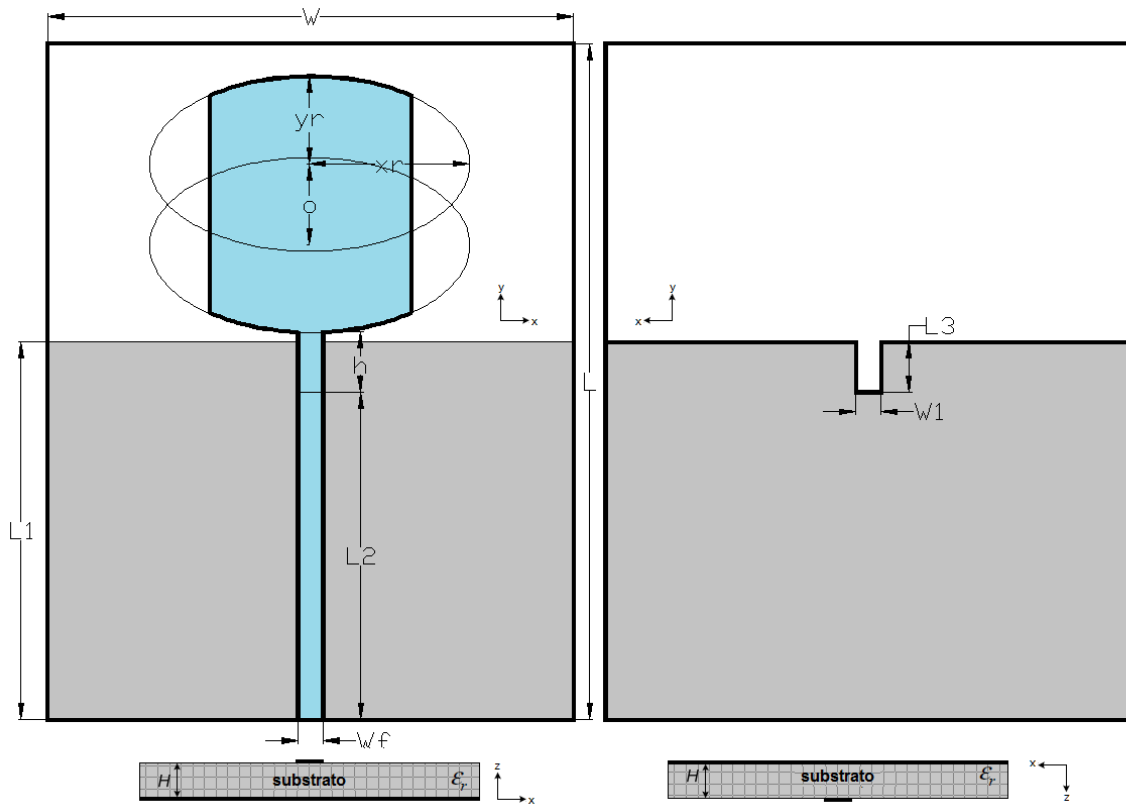
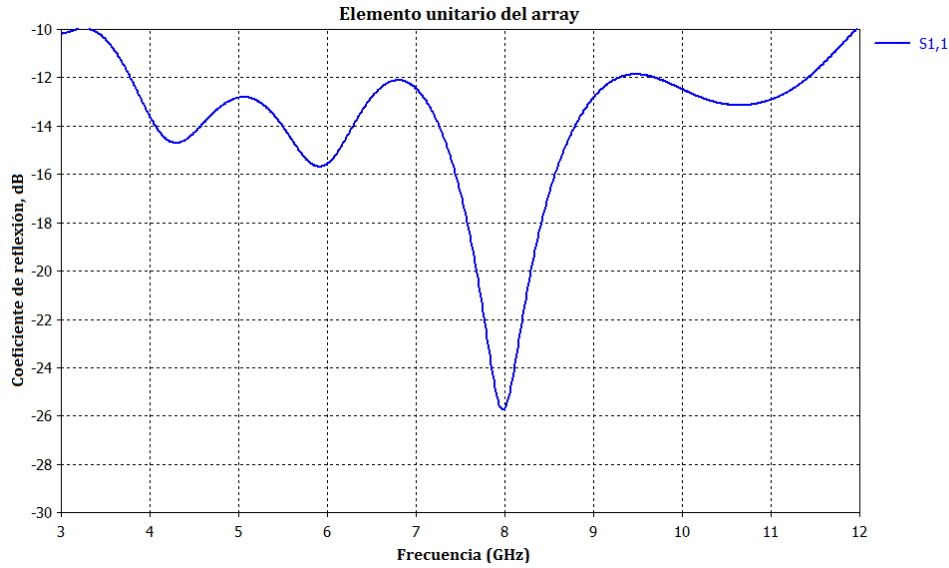


Figura 6.4: Esquema del elemento unitario del array.

Por otro lado, en la sección 6.3.2 se realizará un estudio de acoplos para dos de los elementos del array, con el fin de evaluar la influencia de cada uno de los parches en el opuesto en función de la distancia.

Dimensión	Valor
W	32.5 mm
L	41.7 mm
L₁	23.29 mm
L₂	20.19 mm
h	3.72 mm
x_r	9.9 mm
y_r	5.4 mm
o	5.03 mm
L₃	3.1 mm
W₁	1.55 mm
W_f	1.55 mm

Tabla 6.1: Dimensiones optimizadas del elemento unitario del array.**Figura 6.5:** Coeficiente de reflexión del elemento unitario del array.

6.3.1. Lóbulos de difracción

En la Figura 6.6 se presenta el Factor de Array para una separación entre elementos comprendida entre $d = 0,5\lambda$ y $d = 1,5\lambda$.

Se observa que a partir de $d = \lambda$ comienzan a aparecer los lóbulos de difracción y que éstos llegan a igualar al lóbulo principal para el caso $d = 1,5\lambda$ para el caso propuesto. Por un lado, el que haya más espacio entre elementos favorece que estén más aislados unos de otros (disminuye el acoplamiento), pero contribuye a la aparición de *grating lobes*, además de aumentar el tamaño total de la antena.

Con este pequeño estudio se puede intuir la distancia máxima a la que deben situarse los elementos para evitar la aparición de lóbulos de difracción en el diagrama de radiación para una frecuencia dada.

Teniendo en cuenta el rango de frecuencias en que se está trabajando (3.1 GHz - 10.6 GHz), λ puede variar entre 10 cm y 2.8 cm respectivamente. La frecuencia superior es, por tanto, la más restrictiva.

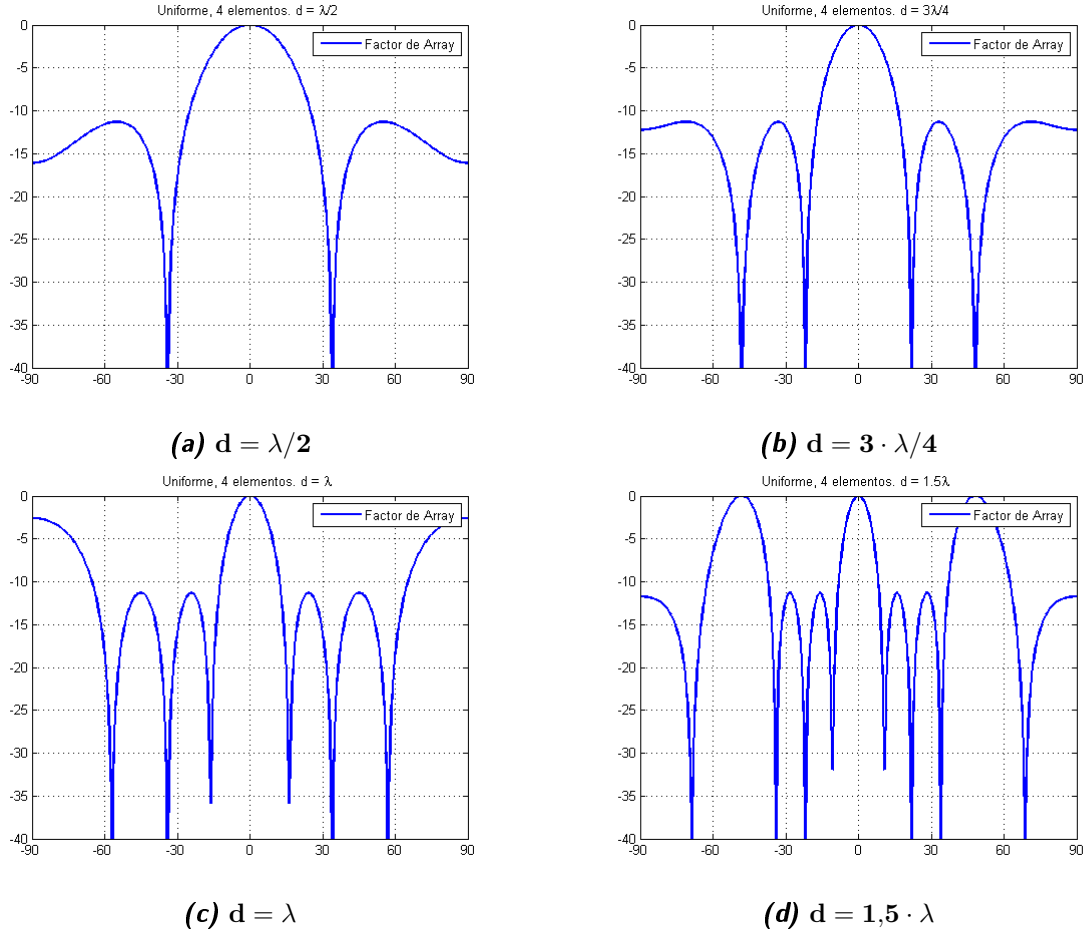


Figura 6.6: Factor de array en función de la distancia entre elementos.

6.3.2. Estudio de acoplos con dos elementos

Para la realización de este estudio, se disponen dos de los elementos del array separados entre sí por una distancia d , tal y como se muestra en la Figura 6.7. Se ha realizado un barrido paramétrico entre $d = d1 = 20$ mm y $d = d5 = 60$ mm, en tramos de 10 mm.

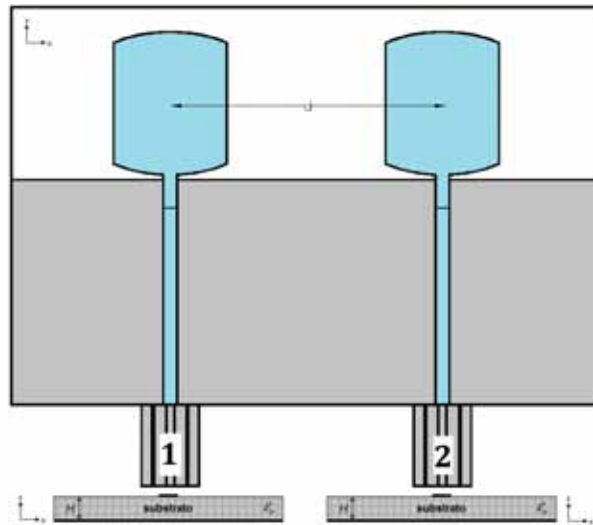


Figura 6.7: Esquema de la disposición de los dos parches.

En la Figura 6.8 se presentan los coeficientes de reflexión correspondientes a los puertos 1 y 2. Ambos son idénticos, por lo que se presenta una única curva para cada distancia.

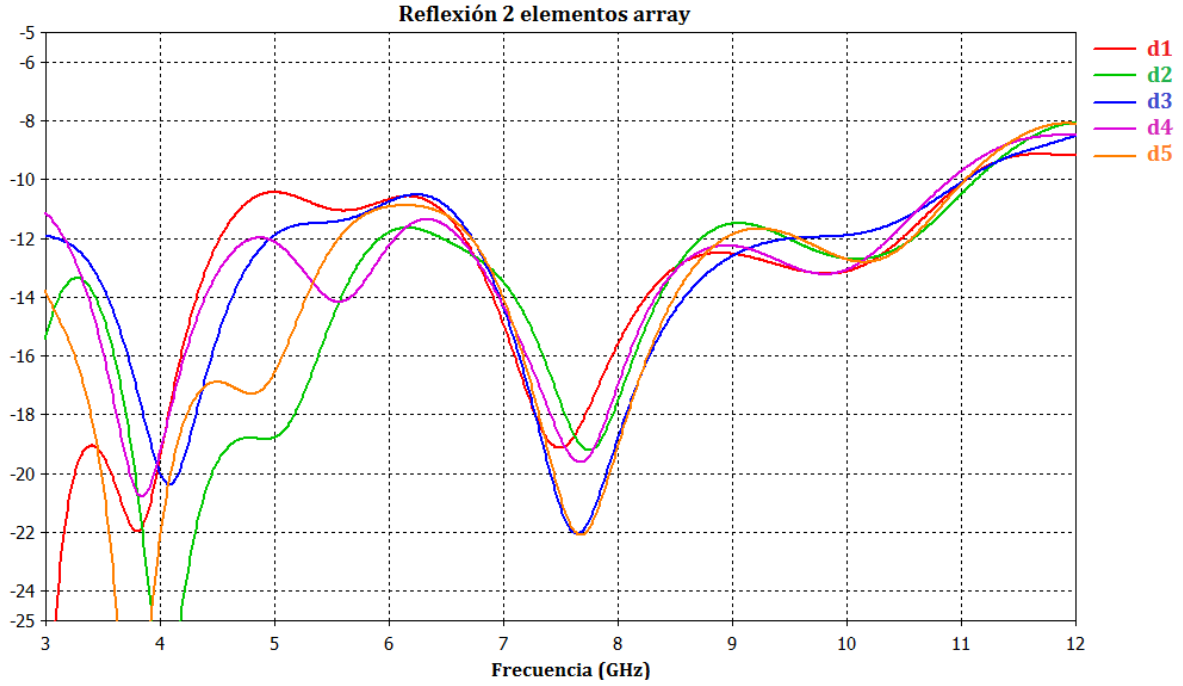


Figura 6.8: $|s_{11}|, |s_{22}|$ de los dos parches.

En la Figura 6.9 se presentan los coeficientes de acoplo del parche 1 en el 2 y viceversa. Ambos son idénticos de nuevo, por lo que se presenta una única curva para cada distancia.

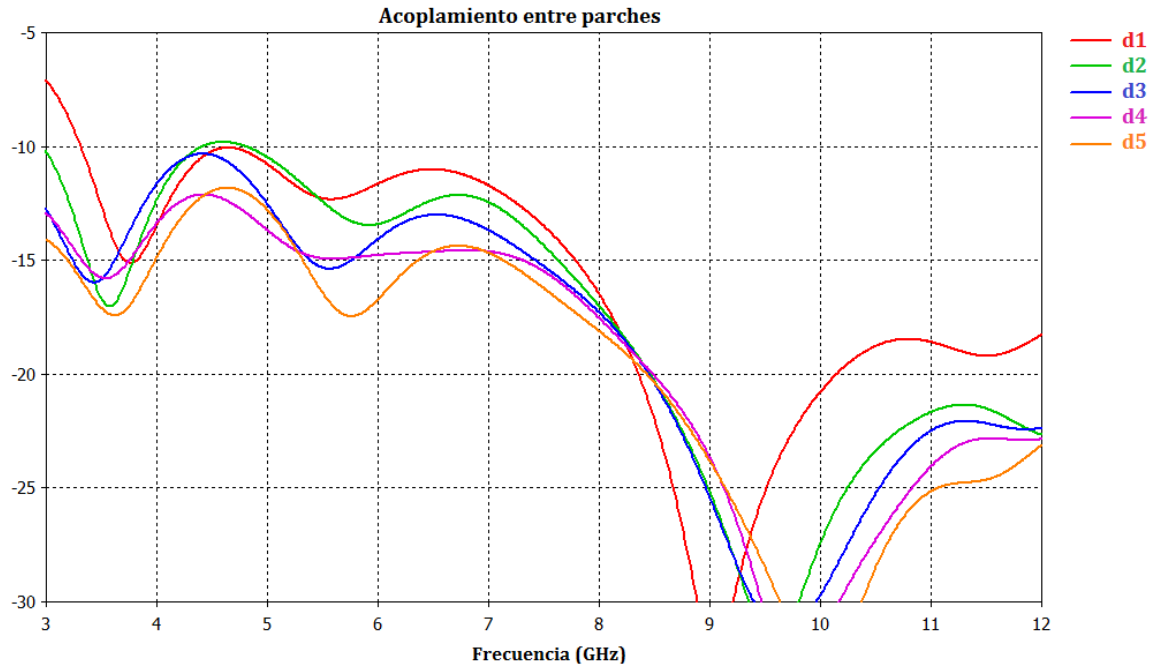


Figura 6.9: Acoplamiento entre parches: $|s_{12}|, |s_{21}|$.

Los acoplamientos entre ambos parches son bastante altos. Sería deseable que $|s_{12}| = |s_{21}| < -20$ dB en toda la banda. La zona más conflictiva está entre 4.5 GHz y 7 GHz, en la que tanto $|s_{11}|$ como $|s_{12}|$ toman valores muy próximos. En el peor de los casos (si sus fases coinciden), el

coeficiente de reflexión del resultado de la unión de los dos parches con una red de alimentación podría empeorar 3 dB con respecto al mostrado en la Figura 6.8 y todo ello sin tener en cuenta los efectos adicionales producidos por las líneas de la red de alimentación.

La decisión final ha sido $d = d_2 = 30$ mm. Esto es así por varias razones:

- Presenta el mejor coeficiente de reflexión, junto con $d_4 = 50$ mm. Recuérdese que en 6.2 se insistió en la importancia de tener un coeficiente de reflexión lo más optimizado posible en toda la banda.
- La mejora en el acoplamiento entre parches que se produce con el aumento de la distancia entre ambos no es significativa frente a la aparición de lóbulos de difracción. Es decir, que no interesa aumentar mucho la distancia entre ambos puesto que la mejora no es lo suficientemente significativa y en cambio aparecerán *grating lobes*.
- Existen técnicas para *aislar* ambos parches. Tratará de conseguirse que $|s_{12}| = |s_{21}| < -15$ dB sin afectar demasiado $|s_{11}| = |s_{22}|$ para que el conjunto formado por ambos parches y la red de alimentación cumpla que $|s_{2\text{elementos}}| < -10$ dB en toda la banda de interés.

6.4. Red de alimentación

Como ya se ha comentado, el objetivo del presente capítulo es el diseño de un array UWB de cuatro elementos. Para ello es imprescindible dividir la potencia suministrada a la entrada en dos salidas y a su vez, cada una de esas salidas en otras dos para llegar de esta forma a los cuatro elementos.

En la Figura 6.10 se presenta un esquema de lo que se ha descrito en el párrafo anterior.

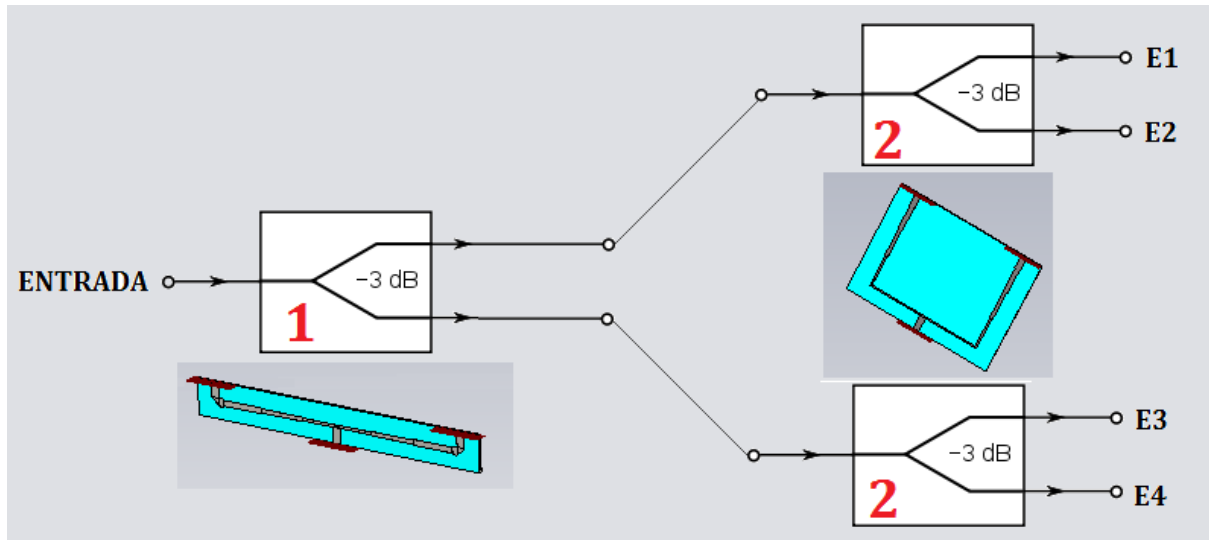


Figura 6.10: Esquema de la red de alimentación completa.

En primer lugar se diseñó una red de alimentación con anchura variable (para poder evaluar el efecto de cambio de distancia entre elementos con la red incorporada). Se ha denominado en el esquema de la Figura 6.10 con el número **1**.

Posteriormente y una vez que se decidió la distancia entre elementos se realizó una segunda red de alimentación (nombrada con el número **2** en la Figura 6.10) con longitud variable y anchura fija a la distancia entre elementos.

Se ha tratado de optimizar ambas al máximo en reflexión en la banda de trabajo del array. Para ello se utilizó el programa de simulación *ADS* que permite simular líneas microstrip. Una vez obtenido el modelo en *ADS* se simuló en *CST* y se utilizó el optimizador para realizar pequeñas variaciones tanto en las anchuras como en las longitudes de las pistas que mejorasen la reflexión global.

6.4.1. Red de alimentación 1

El esquema de la red de alimentación diseñada con sus anchuras y longitudes de línea se detalla en la Figura 6.11. En la Figura 6.12 se presentan la reflexión en el puerto de entrada (1) y la transmisión de la entrada a cada uno de los puertos de salida (2 y 3).

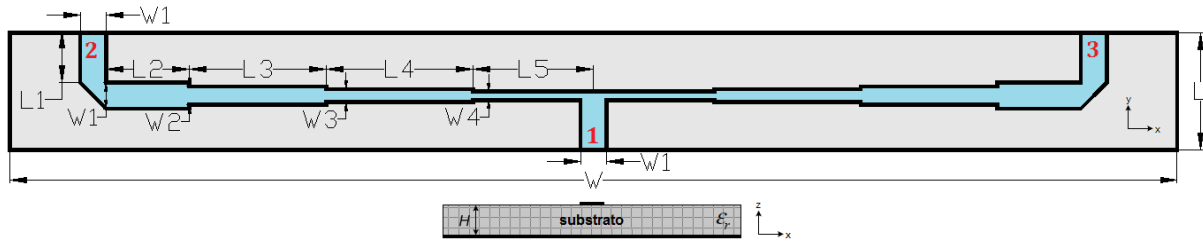


Figura 6.11: Esquema de la red de alimentación 1.

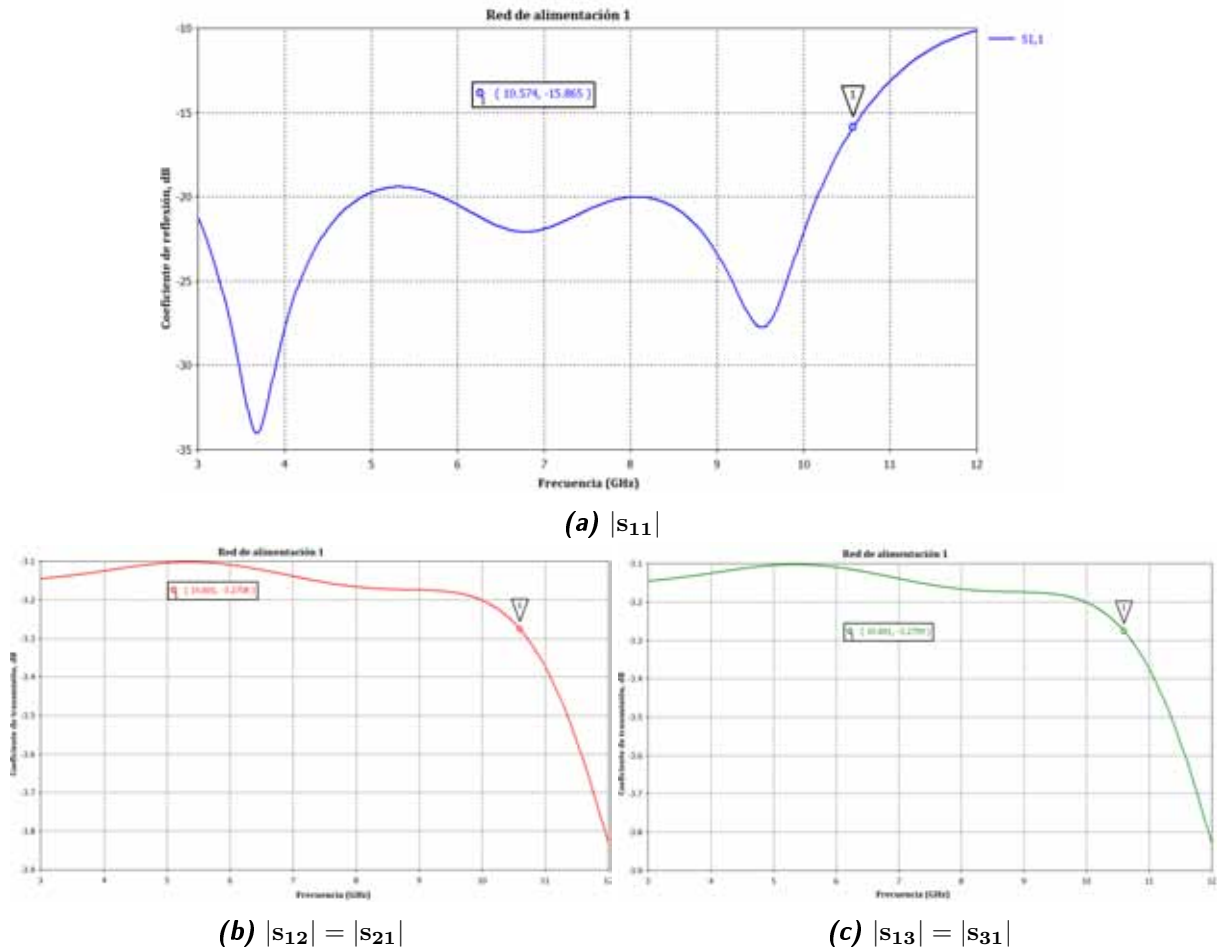


Figura 6.12: Red de alimentación 1: parámetros de reflexión y transmisión.

La idea de esta red de alimentación es adaptar cada uno de los puertos de salida (50Ω) a una impedancia de 100Ω en la unión de ambos, para tener finalmente a la entrada el paralelo de ambas impedancias:

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{100\Omega} + \frac{1}{100\Omega}; Z_p = \frac{100\Omega}{2} = 50\Omega.$$

Para ello se han utilizado dos secciones adaptadoras con impedancias intermedias de 62Ω y 75Ω respectivamente, correspondientes a las anchuras W_2 y W_3 .

Como se aprecia en la Figura 6.12a, el coeficiente de reflexión de la red de alimentación diseñada $|s_{11}| < -20$ dB en prácticamente toda la banda, excepto en los últimos 400 MHz (en los que empeora unos 4 dB).

Los coeficientes de transmisión del puerto 1 (entrada) hacia cada una de las salidas (Figuras 6.14b y 6.14c) están en torno a -3 dB (como era de esperar) con un pequeño rizado de 0.3 dB.

Las longitudes y anchuras de las pistas se presentan en la siguiente tabla:

Dimensión	Valor
L	7 mm
W	70 mm
L₁	3.06 mm
L₂	5 mm
W₁	1.55 mm
W₂	1.11 mm
L₃	8.19 mm
W₃	0.78 mm
L₄	8.79 mm
W₄	0.52 mm
L₅	7.23 mm

Tabla 6.2: Anchuras y longitudes de las líneas de la red de alimentación 1.

6.4.2. Red de alimentación 2

El esquema de la red de alimentación diseñada con sus anchuras y longitudes de línea se detalla en la Figura 6.13. En la Figura 6.14 se presentan la reflexión en el puerto de entrada (1) y la transmisión de la entrada a cada uno de los puertos de salida (2 y 3).

La idea de esta red de alimentación consiste de nuevo en adaptar cada uno de los puertos de salida (50Ω) a una impedancia de 100Ω en la unión de ambos, para tener finalmente a la entrada el paralelo de ambas impedancias: 50Ω .

En este caso se han utilizado tres secciones adaptadoras de anchuras W_2 , W_3 y W_4 con impedancias intermedias $59,5\Omega$, $71,6\Omega$ y $90,63\Omega$.

Como se aprecia en la Figura 6.14a, el coeficiente de reflexión de la red de alimentación diseñada $|s_{11}| < -20$ dB en prácticamente toda la banda. Hay dos puntos en torno a -19 dB en 5.5 GHz y 8.5 GHz.

Los coeficientes de transmisión del puerto 1 (entrada) hacia cada una de las salidas (Figuras 6.12b y 6.12c) están en torno a -3 dB (como era de esperar) con un pequeño rizado de 0.1 dB.

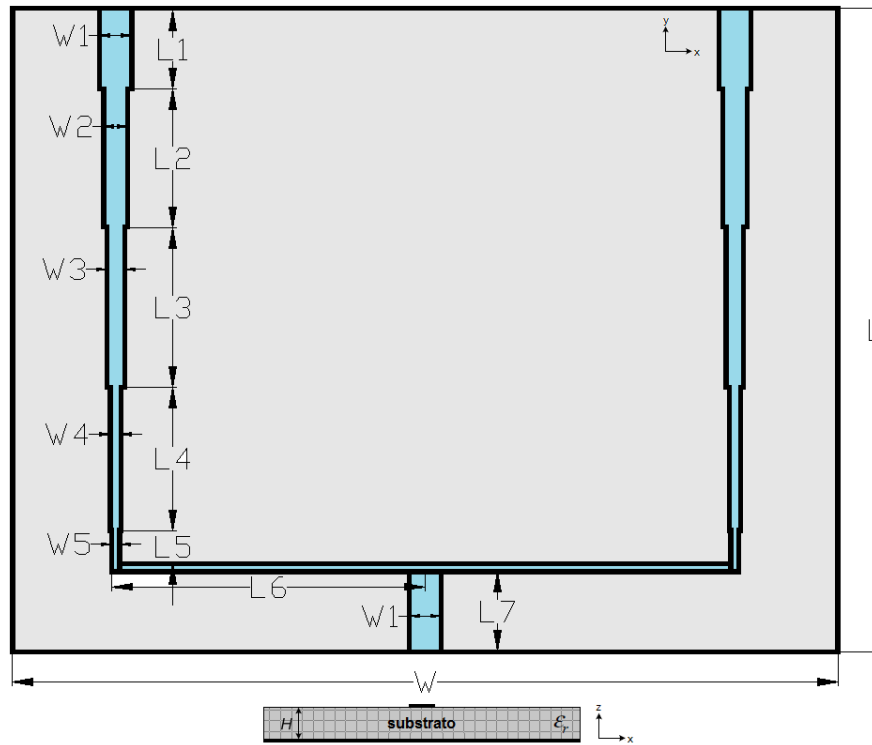
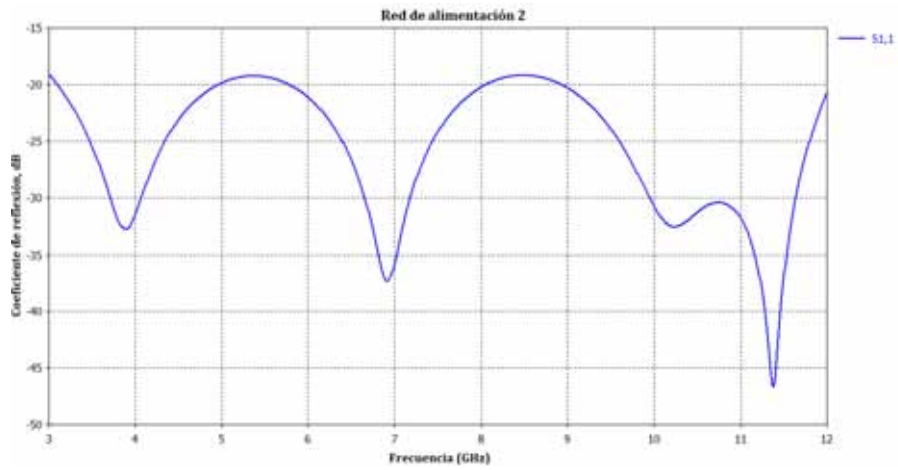
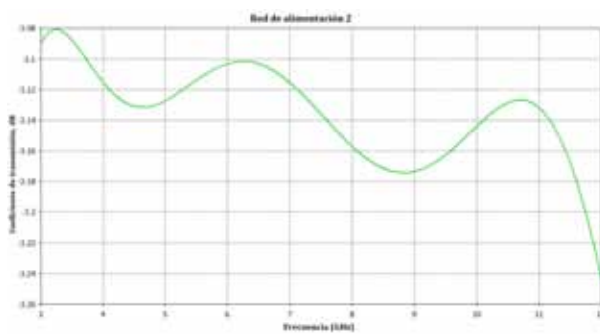


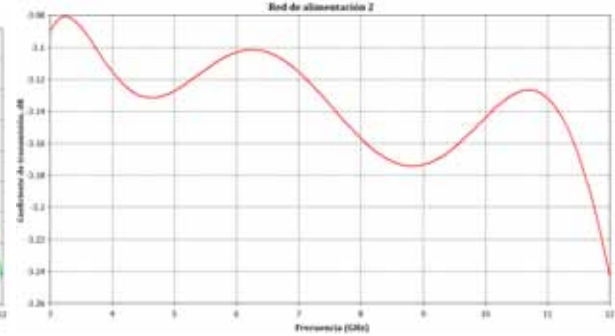
Figura 6.13: Esquema de la red de alimentación 2.



(a) $|S_{11}|$



(b) $|S_{12}| = |S_{21}|$



(c) $|S_{13}| = |S_{31}|$

Figura 6.14: Red de alimentación 2: parámetros de reflexión y transmisión.

Las longitudes y anchuras de las pistas se presentan en la siguiente tabla:

Dimensión	Valor
L	31.2 mm
W	40 mm
L₁	3.83 mm
W₁	1.55 mm
L₂	6.77 mm
W₂	1.18 mm
L₃	7.72 mm
W₃	0.86 mm
L₄	6.94 mm
W₄	0.54 mm
L₅	1.60 mm
W₅	0.39 mm
L₆	15.19 mm
L₇	3.83 mm

Tabla 6.3: Anchuras y longitudes de las líneas de la red de alimentación 2.

6.5. Mejora de aislamiento entre parches

En este apartado se propone el diseño de un stub, que insertado en el medio del plano de masa, permita una mejora significativa del aislamiento entre los puertos de los elementos radiantes.

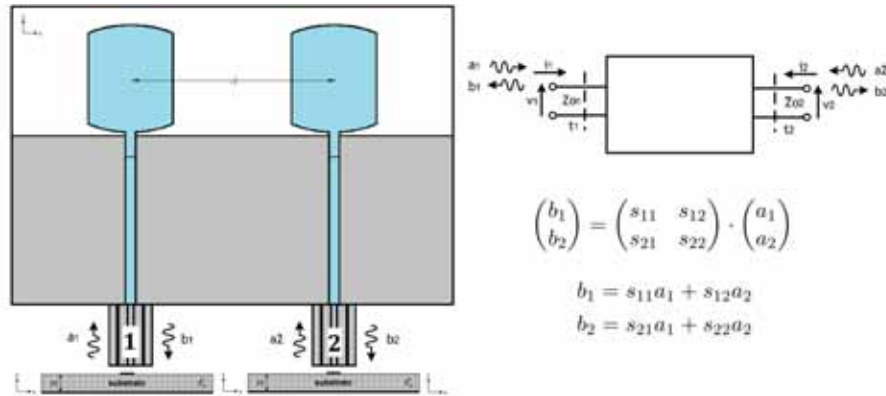


Figura 6.15: Esquema del modelo teórico propuesto.

Se parte de la explicación teórica descrita en 2.3.2 y su aplicación concreta a un circuito de dos puertos (véase Figura 6.15).

$$\begin{aligned} \frac{b_1}{a_1} &= s_{11} + s_{12} \frac{a_2}{a_1} \\ \frac{b_2}{a_2} &= s_{21} \frac{a_1}{a_2} + s_{22} \end{aligned} \tag{6.1}$$

Por simplicidad se continúa con una de las dos ecuaciones (la otra será idéntica por cumplirse que $s_{12} = s_{21}$ y que $s_{11} = s_{22}$). Además, ambos elementos se alimentan de la misma forma: $a_1 = a_2$.

Por tanto, $\frac{b_1}{a_1} = s_{11} + s_{12}$. Esto significa que la reflexión que se produce en la entrada del puerto de cada uno de los elementos no sólo depende de la adaptación del mismo, sino que está influenciada por la potencia que se acopla del segundo elemento. Es por ello que hay que reducir ese parámetro $s_{12} = s_{21}$ al mínimo posible, tratando de no afectar en gran medida al parámetro $s_{11} = s_{22}$.

En la Figura 6.16 se presenta el esquema del array de dos elementos formado por los dos elementos unitarios con la red de alimentación presentada en 6.4.2 sin compensación de acoplos.

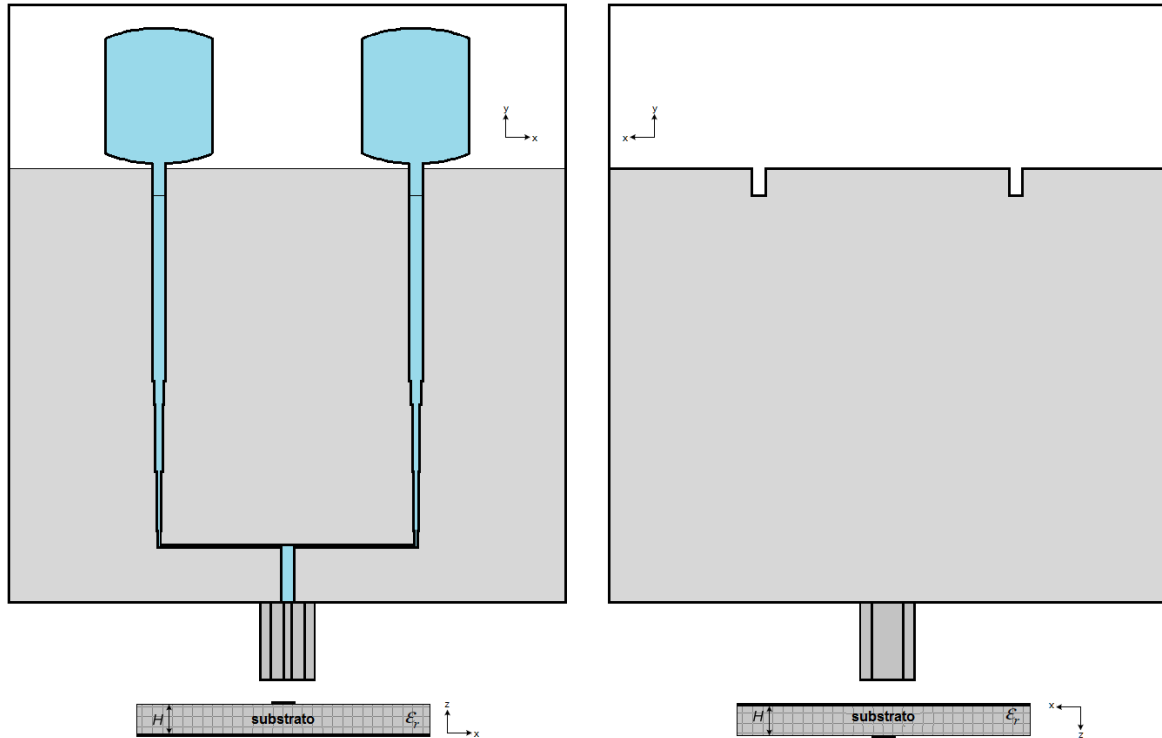


Figura 6.16: Array de dos elementos sin compensación de acoplos, $d = 30 \text{ mm}$.

En la Figura 6.17 se presentan los parámetros descritos anteriormente para que pueda observarse el efecto teórico del acoplo en la reflexión final $s_{11} + s_{12}$ sin ningún tipo de compensación y pueda compararse con el caso mejorado. Además, la curva en verde representa el caso real simulado uniendo ambos elementos con la red de alimentación (Figura 6.16), donde se aprecia el efecto global en el coeficiente de reflexión producido tanto por los acoplos como por la inserción de la red de alimentación desde un punto de vista más práctico.

El caso simulado empeora con respecto al teórico porque además se tienen en cuenta los efectos producidos por la interconexión de los elementos con la red de alimentación. Efectivamente y como ya se comentó, el acoplamiento es muy alto (supera incluso al coeficiente de reflexión en frecuencias bajas). Esto impide que la antena formada por los dos elementos tenga un comportamiento bueno en toda la banda requerida. Es importante centrarse en mejorar lo posible esos acoplamientos para el caso de dos elementos y así conseguir que la unión de dos bloques de dos elementos para formar el array final presente un comportamiento aceptable en toda la banda de trabajo.

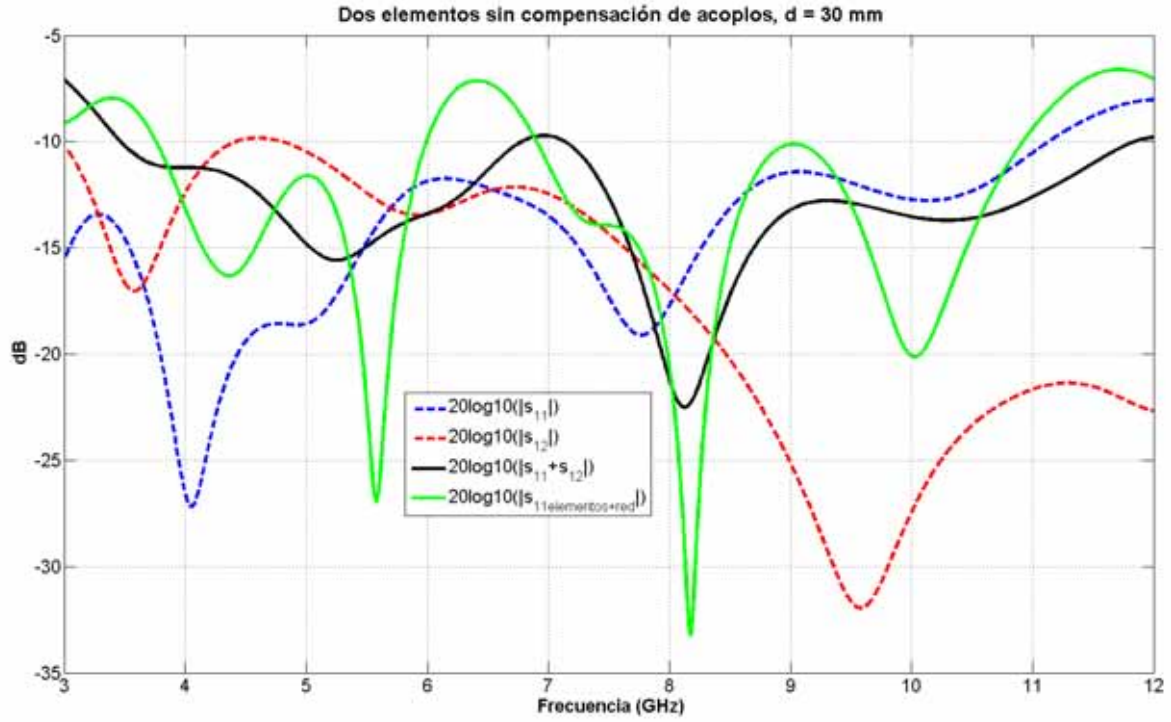


Figura 6.17: Dos elementos sin compensación de acoplos, $d = 30$ mm.

Se ha diseñado un sintonizador con forma de T situado en la cara donde se encuentra el plano de masa.

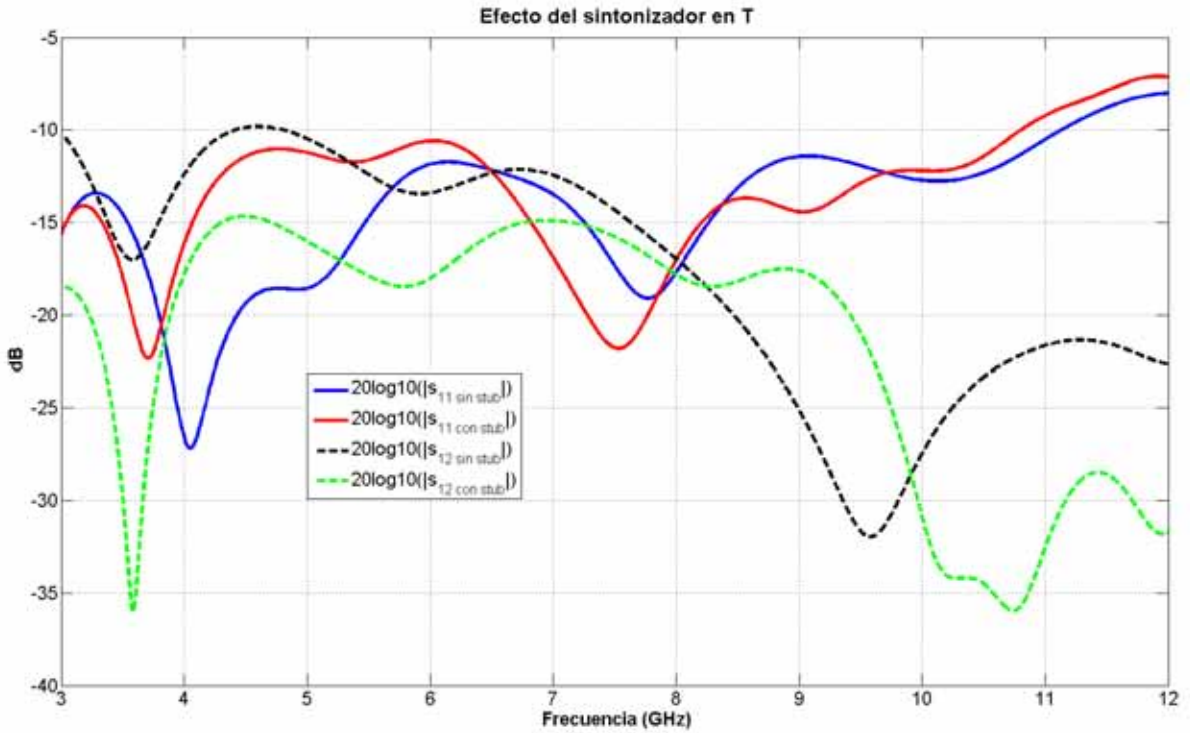


Figura 6.18: Comparativa: dos elementos sin compensación y con compensación de acoplos, $d = 30$ mm.

El espacio entre el plano de masa y el stub representa una capacidad y la parte metálica del mismo presenta un comportamiento inductivo. Es por ello que esta estructura puede pensarse como una red LC que actúa como filtro rechaza banda. En la Figura 6.18 se presenta la comparativa en los parámetros de reflexión y transmisión tanto para el caso con sintonizador como sin él. Se observa que ahora $|s_{12}| < -15$ dB en toda la banda, frente a los -10 dB en el caso sin stub. El coeficiente de reflexión $|s_{11}|$ se ve algo afectado por la presencia de metal, de ahí la insistencia en tenerlo en torno a -12 dB desde un principio para contar con un cierto margen.

En la Figura 6.19 se presenta el resultado final con el stub en T incorporado.

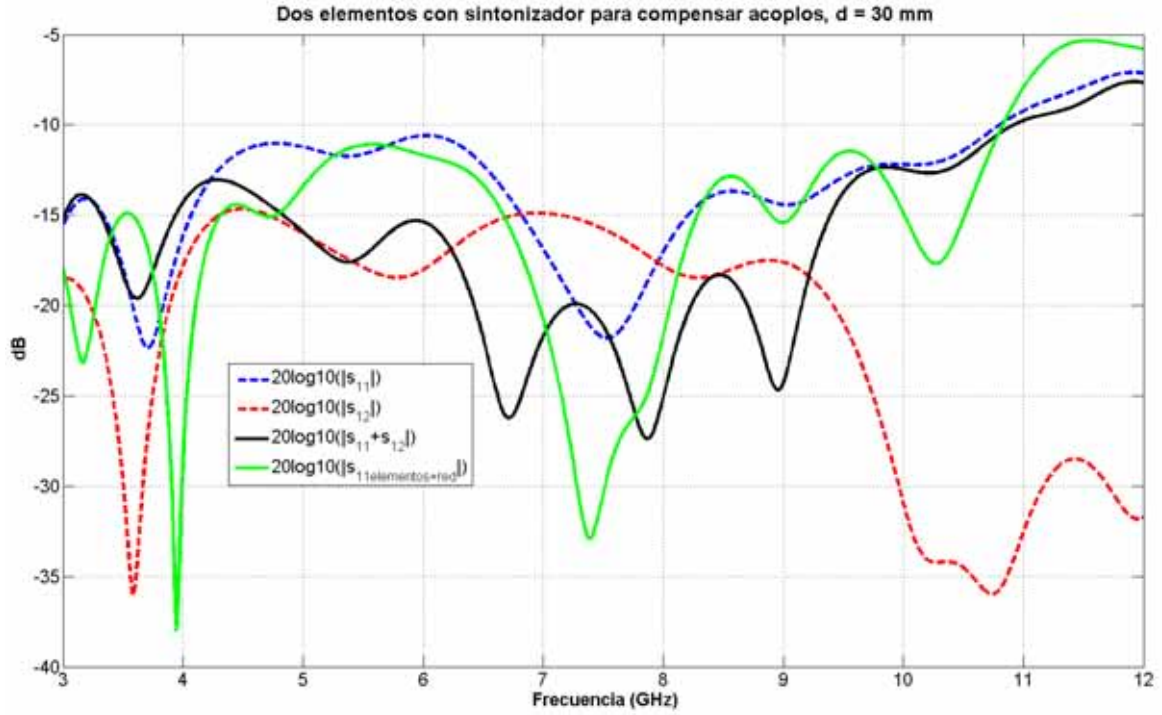


Figura 6.19: Dos elementos con compensación de acoplos, $d = 30$ mm.

De nuevo se presenta mediante la curva negra el valor teórico del coeficiente de reflexión esperado del conjunto. Sin embargo, la curva verde es el caso real simulado con la red de alimentación y el stub. Se aprecia que es muy similar al coeficiente de reflexión $|s_{11}|$ presentado en azul (y por lo tanto, que se ha conseguido reducir de manera importante la influencia de los acoplamientos entre parches).

En la Figura 6.20 se presenta el efecto de forma gráfica con la distribución de corriente de superficie excitando el puerto 1 y considerando el puerto 2 como una carga de 50Ω .



Figura 6.20: Distribución de la corriente de superficie, $f = 5.5$ GHz.

En la Figura 6.20a se aprecia que parte de la corriente de superficie pasa del puerto 1 al puerto 2 (de izquierda a derecha). Sin embargo, con el aislamiento presentado en la Figura 6.20b se consigue reducir considerablemente (hay más densidad de corriente en el puerto 1 y una pequeña parte se concentra en el sintonizador sin pasar a afectar al otro elemento).

El esquema final con sintonizador se presenta en la Figura 6.21.

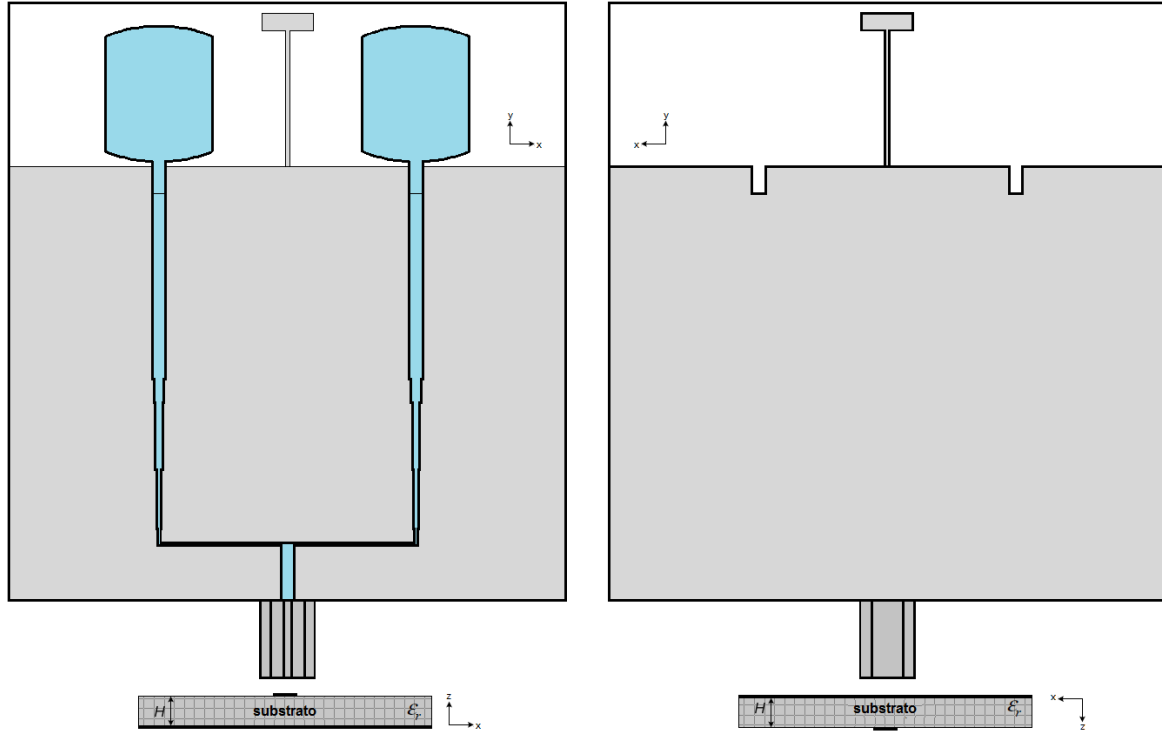


Figura 6.21: Array de dos elementos con compensación de acoplos, $d = 30 \text{ mm}$.

Para tener una idea aproximada del comportamiento de este sintonizador, se puede realizar una simulación en *CST* conectándolo con una línea microstrip de 50Ω a dos puertos microstrip (véase la Figura 6.21).

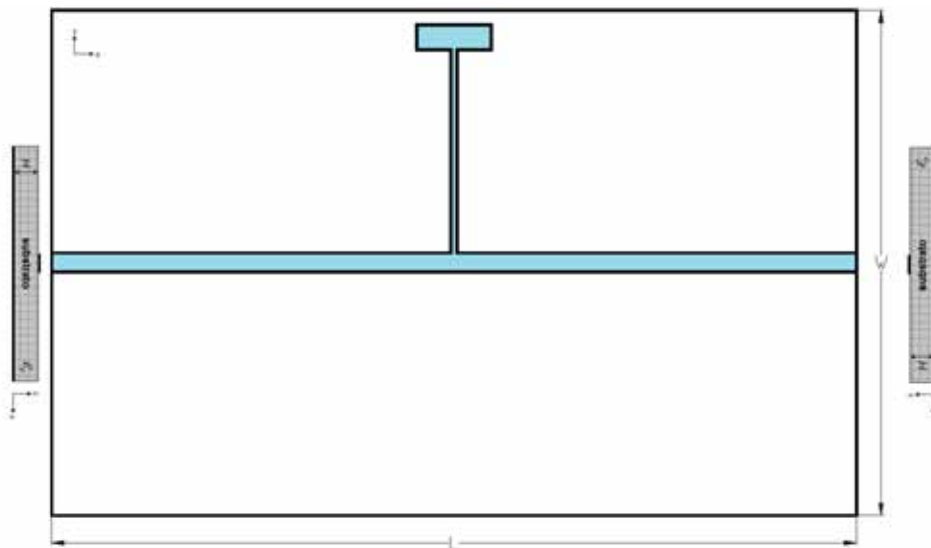


Figura 6.22: Esquema del sintonizador simulado en *CST*.

En la Figura 6.23 se presenta el comportamiento simulado en *CST* del sintonizador. Es aproximado porque en la parte inferior (Figura 6.22) el plano de masa es completo. Una aproximación más cercana a la realidad sería eliminar la parte metálica situada bajo el stub (Figura 6.24). Esto añadiría una componente capacitiva a la respuesta del filtro.

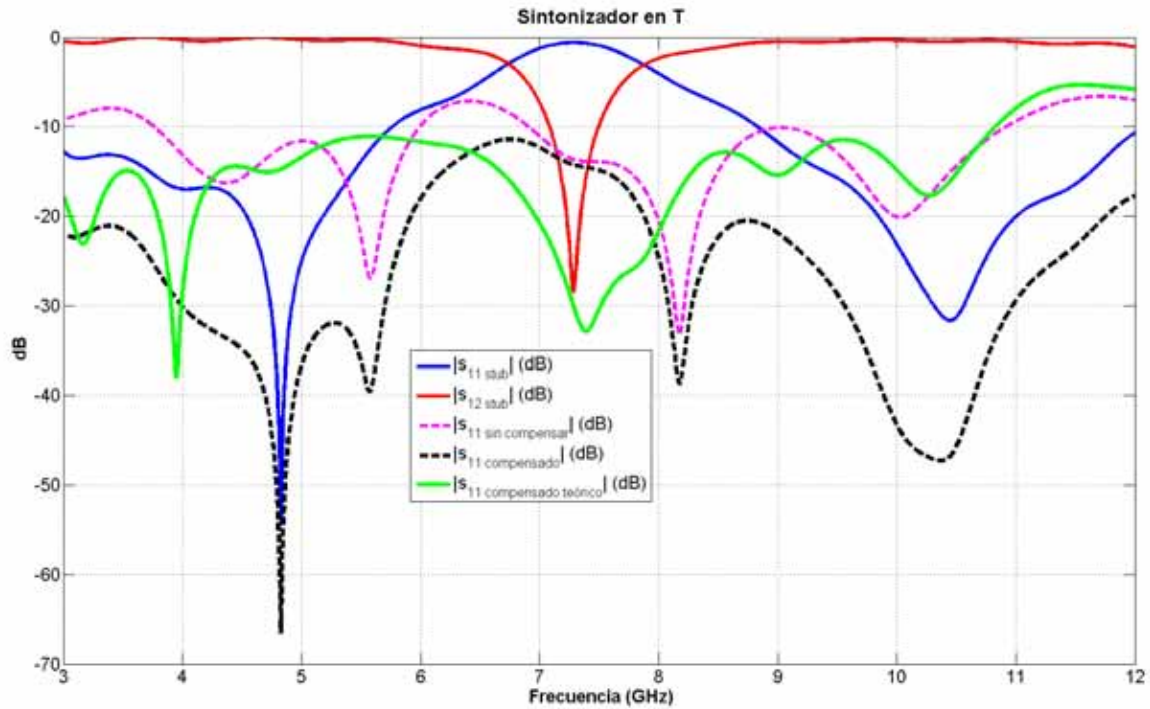


Figura 6.23: Parámetros simulados del sintonizador y efecto sobre coeficientes de reflexión del array de dos elementos.

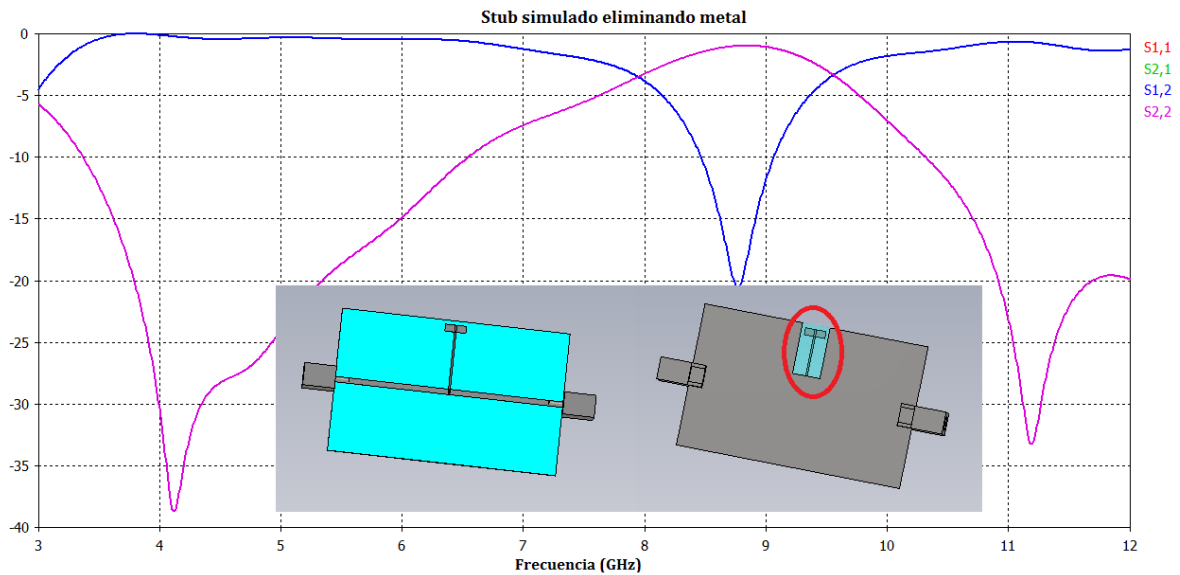


Figura 6.24: Sintonizador simulado con hueco sin metal en plano de masa.

La Figura 6.23 presenta los parámetros de reflexión y transmisión del sintonizador, que se comporta como un filtro de rechazo de banda y que por tanto se espera que aisle los elementos entre sí a dichas frecuencias. La curva en magenta ($|S_{11 \text{ sin compensar}}|$) representa el coeficiente de reflexión del array de dos elementos conectados con la red de alimentación sin compensación de acoplos. Si se le aplica el sintonizador diseñado, se obtiene la curva presentada en verde

($|s_{11_compensado\ teorico}|$), que debe compararse con la obtenida en el caso del array de dos elementos conectados con la red de alimentación y con compensación de acoplos (curva negra, $|s_{11_compensado}|$). Efectivamente, parece que ambas curvas presentan comportamientos similares. Sin embargo, el caso teórico está desplazado en torno a 1 GHz por debajo del caso simulado (compárense las resonancias). Esto es probablemente por lo que se comentaba: si se elimina la parte metálica situada bajo el stub, se añade un efecto capacitivo que desplaza la frecuencia del filtro hacia otras superiores (compruébese un ejemplo simulado en la Figura 6.24).

6.6. Array completo

En los apartados anteriores referentes al diseño se ha intentado optimizar cada uno de los pasos intermedios hasta llegar al array de dos elementos. Esto es así porque en este último paso han de unirse dos arrays de dos elementos con otra red de alimentación y no tendría sentido hacer esto si ya se parte de un diseño que está muy al límite en lo que a adaptación se refiere.

Habrà que estudiar el comportamiento del conjunto completo y comprobar si es factible con la estructura que se tiene el conseguir un coeficiente de reflexión $|s_{11}| < -10$ dB en toda la banda de trabajo.

Puesto que ya se trata de una estructura que comienza a ser más compleja, interesa dividir y caracterizar cada una de las partes que la componen. Se comenzará por unir las dos redes de alimentación descritas en 6.4 y comprobar su comportamiento global.

6.6.1. Red de alimentación completa

La red presentada en la Figura 6.25 resulta de la unión de las redes presentadas en 6.4.1 y 6.4.2. Puede acudirse a dichas secciones en caso de querer consultar las longitudes y/o anchuras de cada una de las secciones de línea que la forman.

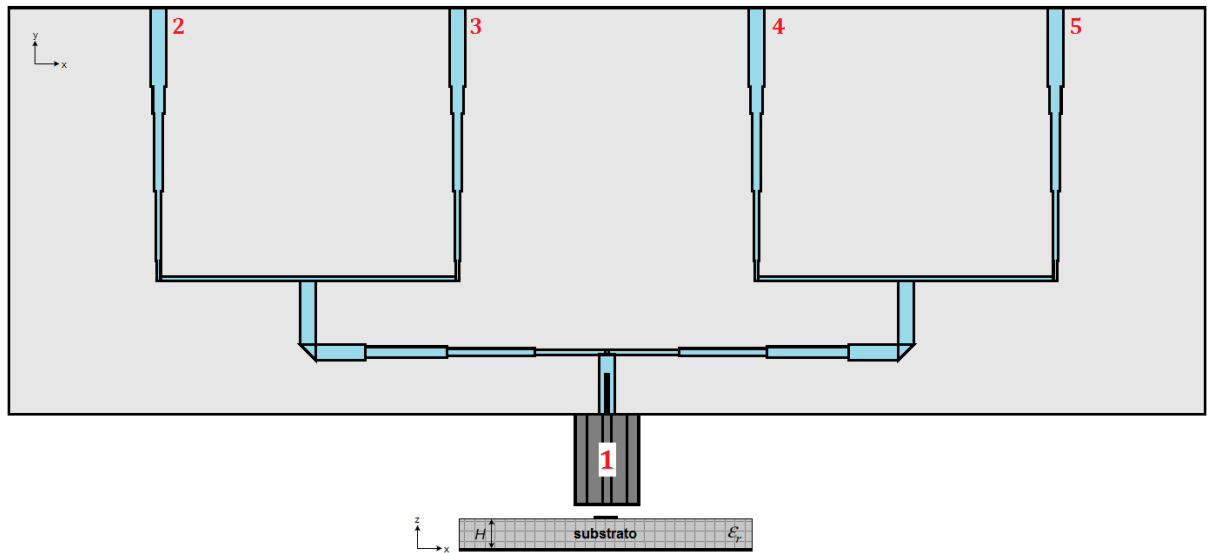
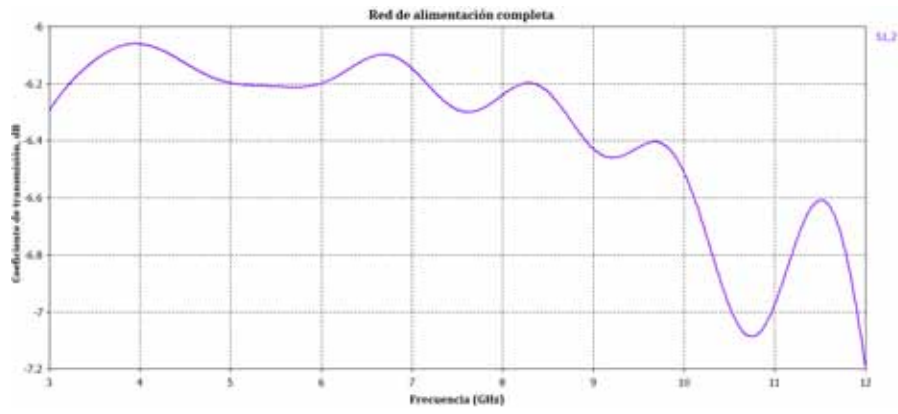
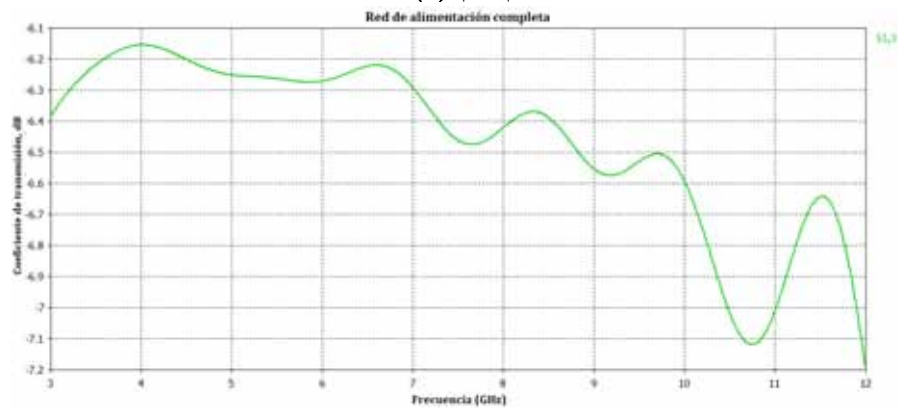


Figura 6.25: Red de alimentación completa del array de 4 elementos.

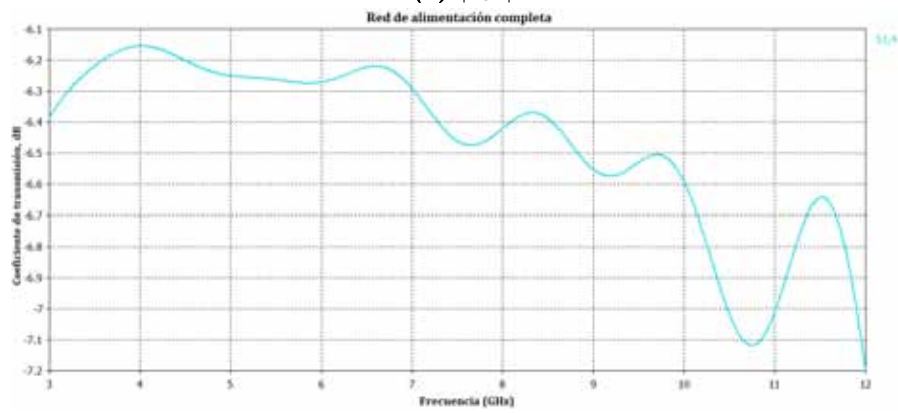
Se ha simulado la red completa para estudiar su comportamiento global dentro de la banda de trabajo. En la Figura 6.26 se observa que los coeficientes de transmisión están en torno a los -6 dB (como era de esperar) con un rizado de unos 0.5 dB hasta 10 GHz que se ve incrementado a 1 dB en la frecuencia más alta de la banda: 10.6 GHz.



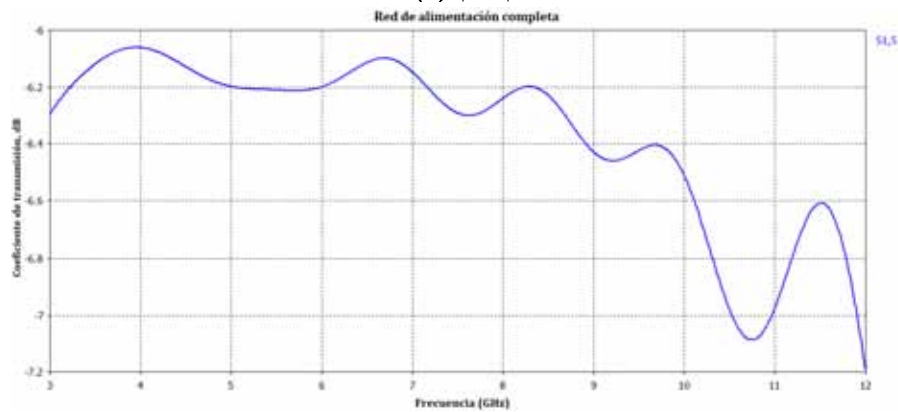
(a) $|S_{21}|$



(b) $|S_{31}|$



(c) $|S_{41}|$



(d) $|S_{51}|$

Figura 6.26: Red de alimentación completa: parámetros de transmisión.

En la Figura 6.27 se presenta el coeficiente de reflexión de la red de alimentación completa. Toma valores que están por debajo de -15 dB en toda la banda exceptuando el rango final de frecuencias (entre 10 GHz y 10.6 GHz), en el que sube drásticamente hasta los -9.3 dB.

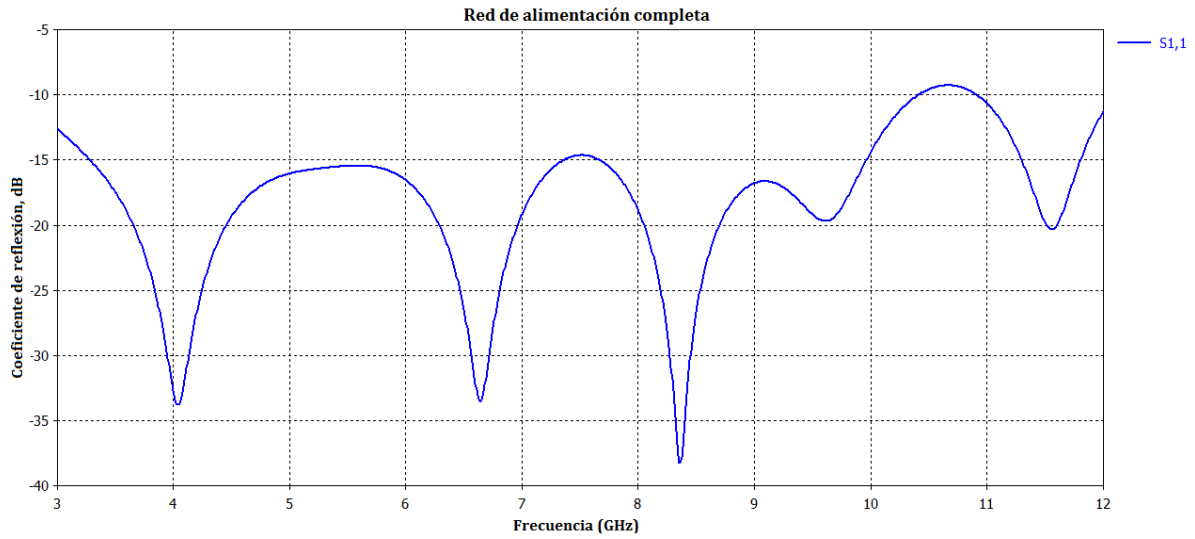


Figura 6.27: Red de alimentación completa: $|S_{11}|$.

En la Figura 6.28 puede observarse el efecto de añadir el conector a los puertos de salida sobre el coeficiente de reflexión de la red de alimentación completa. Esto se ha simulado también porque la intención es construir dos prototipos: el array completo por un lado y por el otro la red de alimentación con los cuatro elementos, conectorizando ambas estructuras.

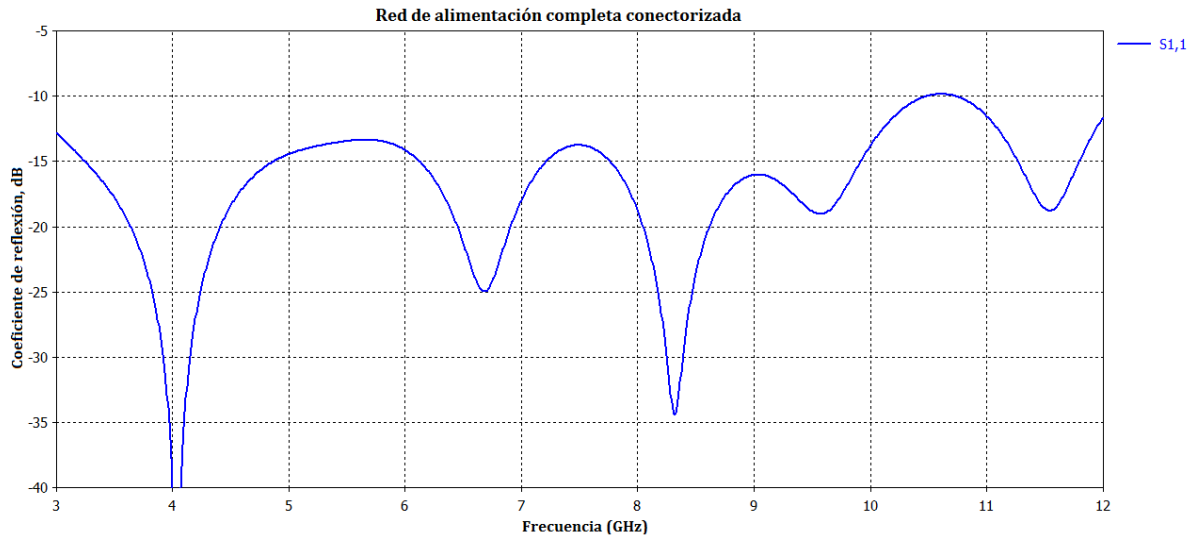


Figura 6.28: Red de alimentación completa conectorizada: $|S_{11}|$.

6.6.2. Estudio de acoplos con cuatro elementos

El objetivo de este apartado es el estudio de los acoplamientos que se dan en el resto de los elementos cuando se alimenta uno de ellos y el resto son considerados como cargas para cada uno de los casos posibles. El caso de dos era más sencillo (subsección 6.3.2), ya que sólo había dos posibilidades: alimentar el elemento 1 y comprobar el acoplamiento de potencia que se producía

sobre el 2 y viceversa. Además, por la estructura del circuito, ambos casos eran exactamente idénticos.

En el caso que se propone hay cuatro puertos distintos, por lo que se complica el modelo. En la Figura 6.30 se presenta el esquema con los cuatro elementos separados por una distancia $d = 30$ mm. Se ha modificado la anchura de la parte superior del sintonizador para mejorar la reflexión conjunta de los cuatro elementos con respecto al diseñado para dos.

Los coeficientes de transmisión y reflexión de los cuatro elementos se presentan en la Figura 6.29.

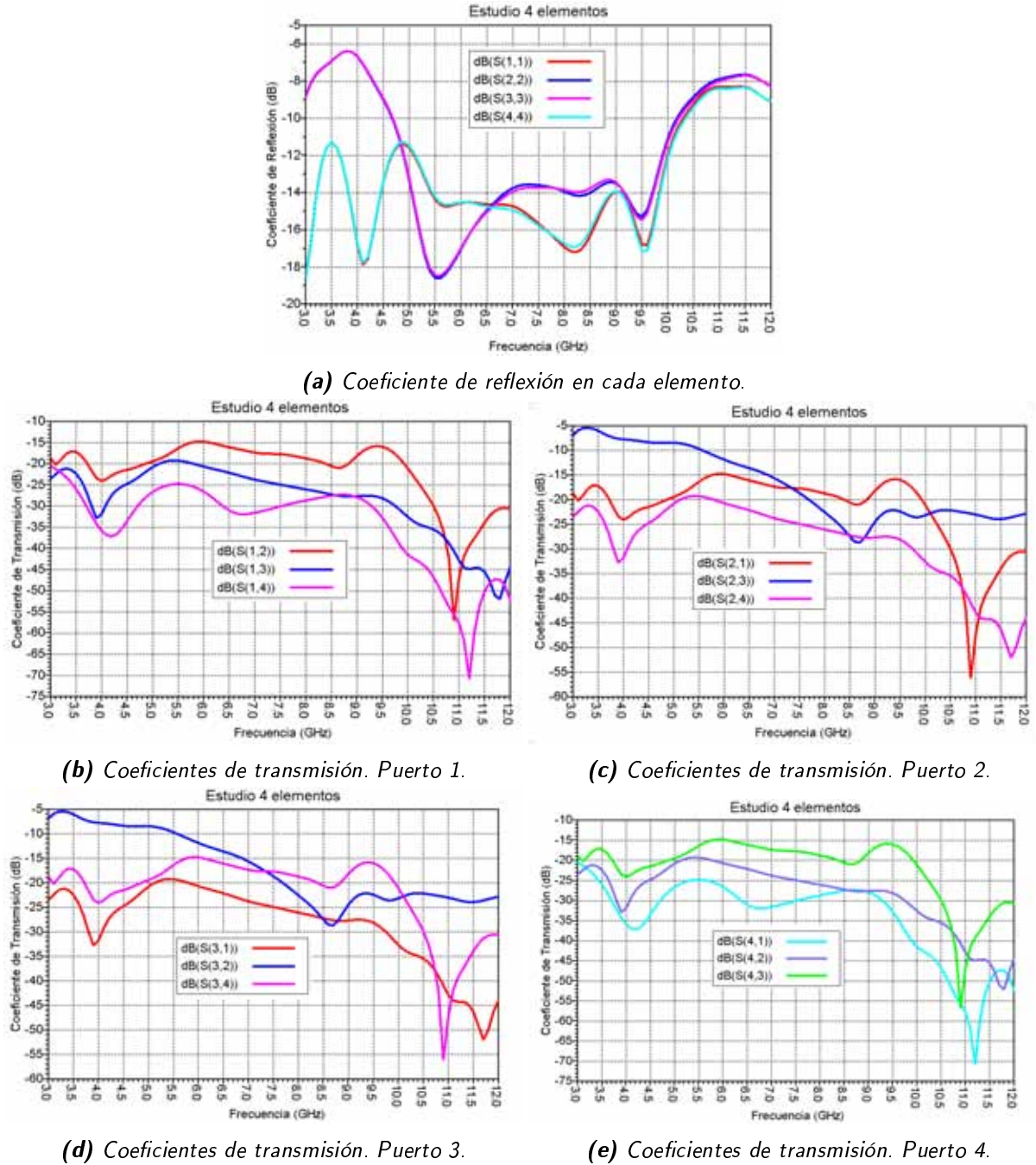


Figura 6.29: Estudio de reflexión y transmisión de 4 elementos unitarios, separados por una distancia $d = 30$ mm.

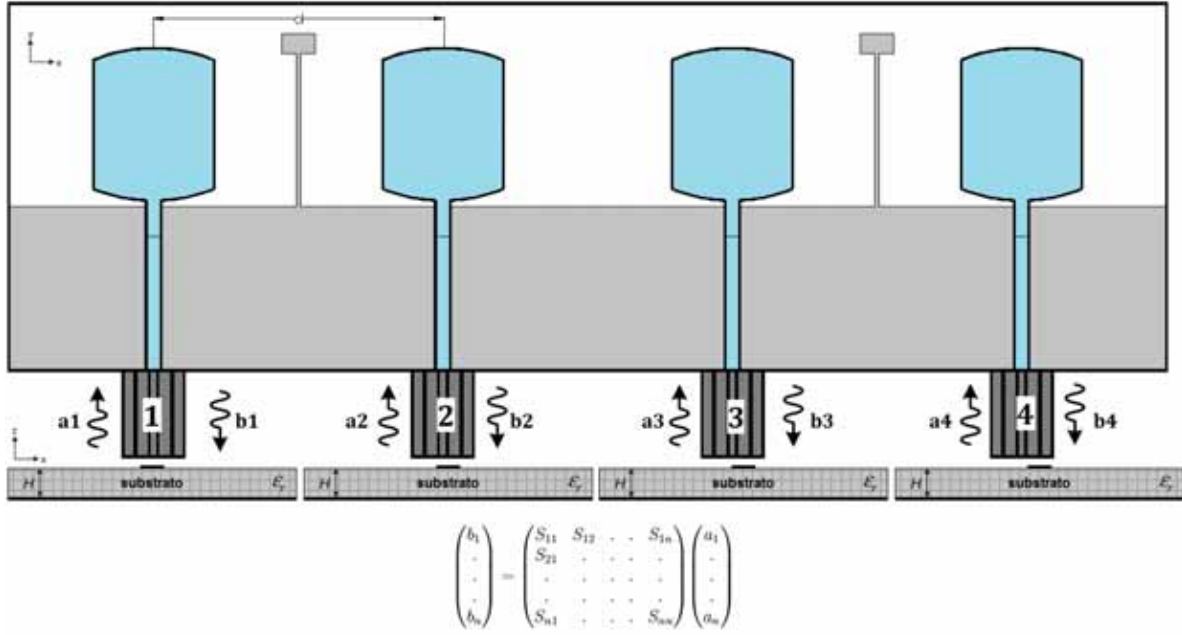


Figura 6.30: Esquema del modelo teórico propuesto para el caso de 4 elementos.

Los coeficientes de reflexión y transmisión que se presentan en la Figura 6.29 están diseñados con un stub menos ancho que el propuesto para dos elementos. Para ello se realizó un barrido paramétrico y se observó que ofrecía mejores resultados para el caso de 4 elementos (ofrece el mismo aislamiento y afecta menos a los coeficientes de reflexión de cada elemento).

Obsérvese que se mantiene el aislamiento por debajo de -15 dB entre los elementos uno y dos entre sí y el tres y el cuatro entre sí, tal y como se había diseñado para el array de dos elementos. Además, el aislamiento con el resto de elementos es todavía mayor (por debajo de -20 dB).

Los coeficientes de reflexión de los elementos 1 y 4 están por debajo de -10 dB entre 3 GHz y 10.3 GHz.

Sin embargo, aparece un nuevo problema: los acoplos entre los elementos 2 y 3 son elevados en la banda baja (por encima de -10 dB hasta 5.5 GHz). Además, los coeficientes de reflexión de ambos elementos cubren únicamente la banda a partir de 4.5 GHz. Se propone un nuevo modelo con un stub entre los elementos 2 y 3, tal y como se presenta en la Figura 6.31.

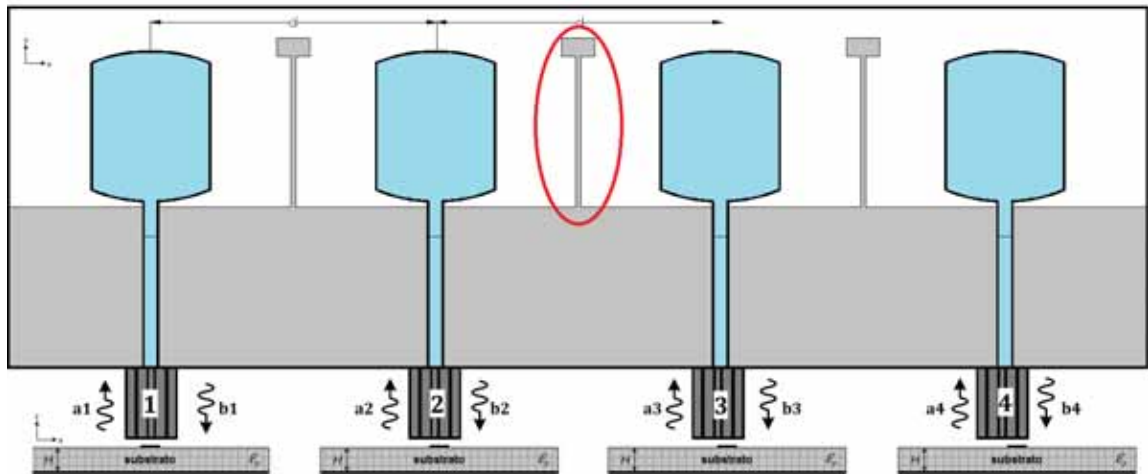
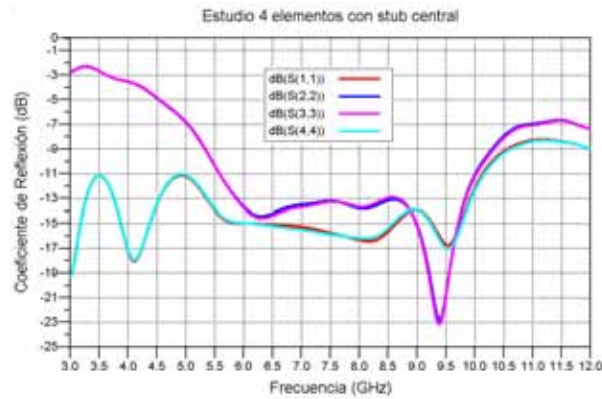
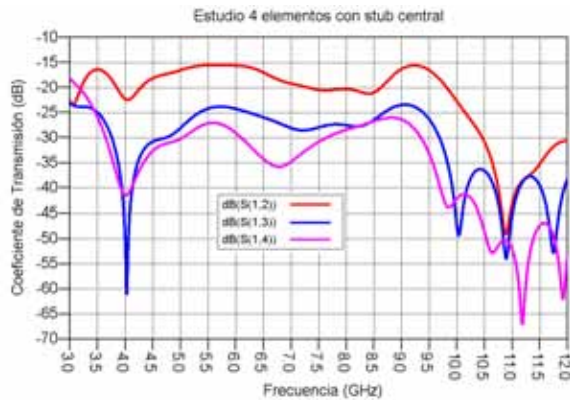


Figura 6.31: Esquema del modelo teórico propuesto para el caso de 4 elementos con stub central.

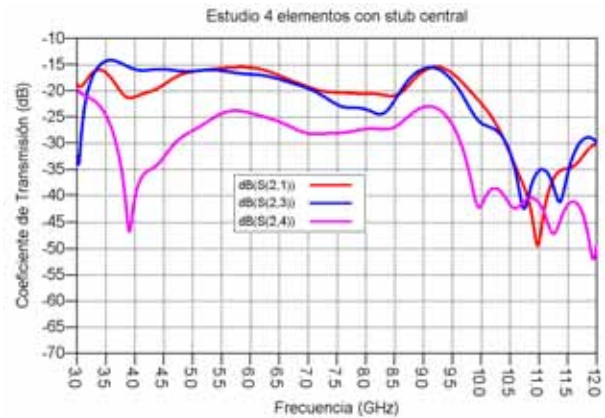
Los coeficientes de transmisión y reflexión de los cuatro elementos con el nuevo stub entre los parches 2 y 3 se presentan en la Figura 6.32.



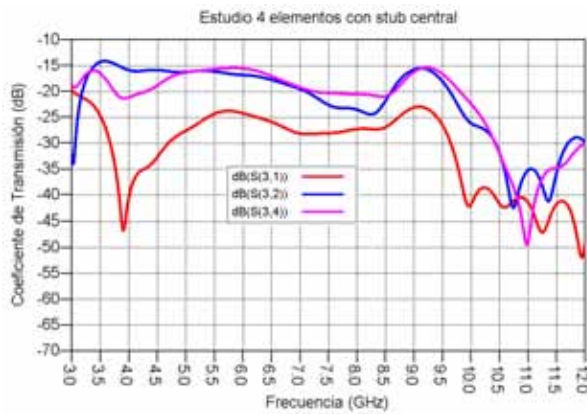
(a) Coeficiente de reflexión en cada elemento.



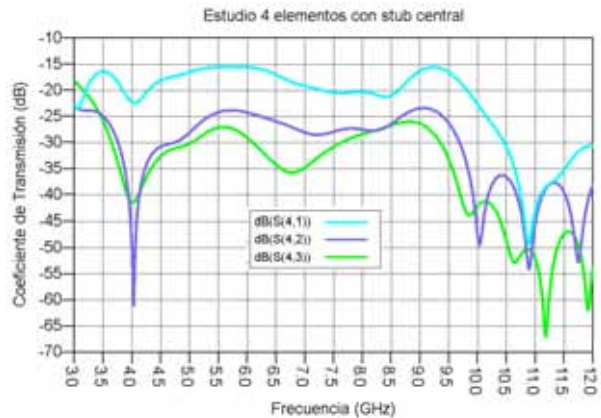
(b) Coeficientes de transmisión. Puerto 1.



(c) Coeficientes de transmisión. Puerto 2.



(d) Coeficientes de transmisión. Puerto 3.



(e) Coeficientes de transmisión. Puerto 4.

Figura 6.32: Estudio de reflexión y transmisión de 4 elementos unitarios con stub central, separados por una distancia $d = 30$ mm.

Ahora los acoplos entre los elementos 2 y 3 están por debajo de -15 dB. Sin embargo, sus respectivos coeficientes de reflexión han sufrido un empeoramiento muy significativo.

Con el fin de evaluar el efecto real sobre el array completo se unirán las distintas partes que lo componen en el programa de simulación ADS (Figura 6.33) tanto en el caso con stub central como sin él.

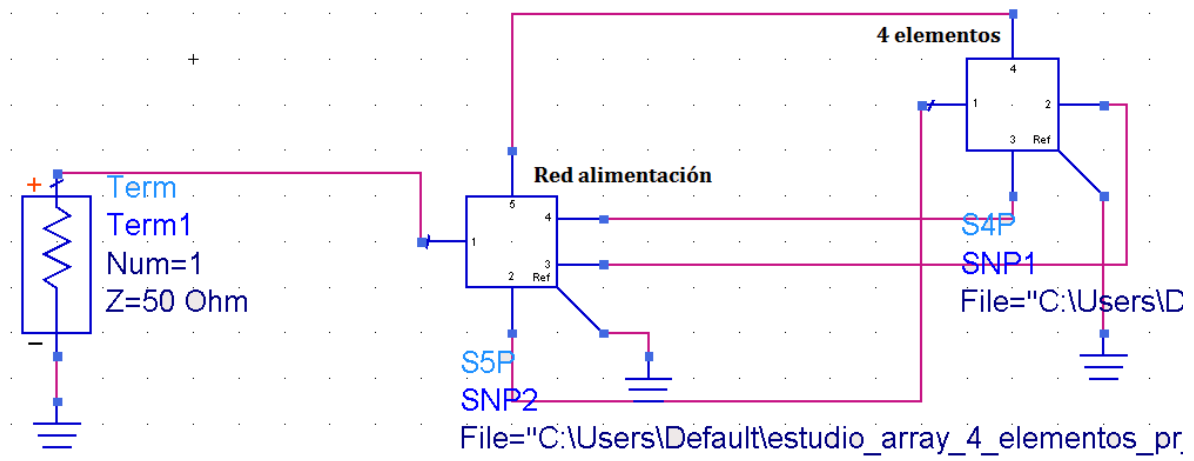


Figura 6.33: Esquema de la simulación global en ADS.

En la Figura 6.34 se presenta el coeficiente de reflexión del conjunto simulado (curva azul) sin stub central. Obsérvese que $|s_{11}| < -10$ dB en toda la banda de trabajo. Se realizaron pequeñas optimizaciones en las dimensiones para conseguir que la banda superior pasase de 10.2 GHz a 10.6 GHz (véase marcador *m2*) con respecto al array de dos elementos.

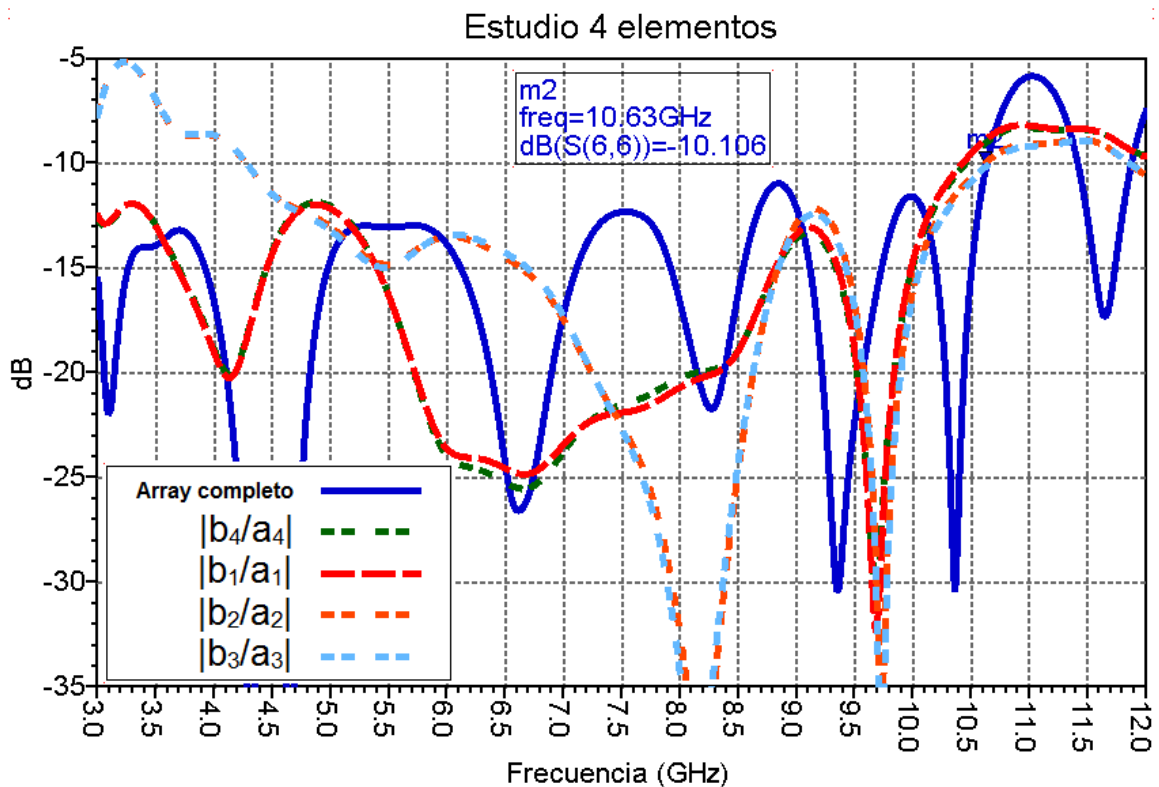


Figura 6.34: Array completo simulado en ADS.

Se presenta también la reflexión en cada una de las cuatro puertas que se presentaban en el modelo de la Figura 6.30: $|b_1/a_1|$, $|b_2/a_2|$, $|b_3/a_3|$ y $|b_4/a_4|$, suponiendo $a_1 = a_2 = a_3 = a_4$.

$$\begin{aligned}
 b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 + s_{13}a_3 + s_{14}a_4 \\
 b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 + s_{23}a_3 + s_{24}a_4 \\
 b_3 &= s_{31}a_1 + s_{32}a_2 + s_{33}a_3 + s_{34}a_4 \\
 b_4 &= s_{41}a_1 + s_{42}a_2 + s_{43}a_3 + s_{44}a_4
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

Como ya se ha comentado, se probaron opciones diferentes para disminuir los acoplos entre los elementos 2 y 3. Sin embargo y aunque se consigue que $|s_{23}| = |s_{32}| < -15$ dB, el coeficiente de reflexión de ambos elementos ($|s_{22}| = |s_{33}|$) empeoraba drásticamente (Figura 6.32). El efecto sobre el coeficiente de reflexión global de la antena completa puede observarse en la Figura 6.35.

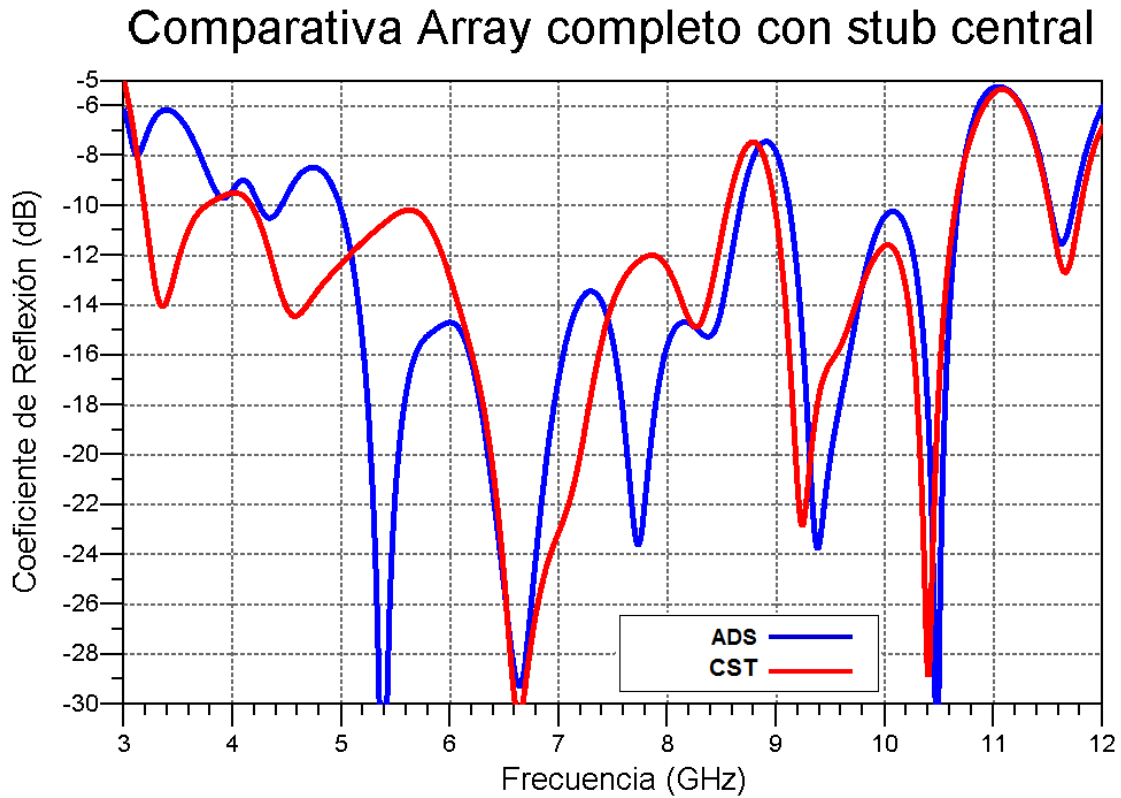


Figura 6.35: Array completo simulado en ADS y CST con stub entre elementos 2 y 3.

Se observa que efectivamente el efecto sobre los coeficientes de reflexión es más significativo que una disminución del acoplamiento entre los elementos 2 y 3 para este caso concreto.

Con los resultados obtenidos, se decide simular el array completo en *CST sin stub central* uniendo las diferentes partes que lo componen para comprobar si efectivamente los resultados coinciden con ADS en el caso sin stub central. De ser así, habría concluido la parte de diseño sin filtro notch, puesto que se cumplirían las especificaciones detalladas en 6.1.

6.6.3. Simulación del array completo

En la Figura 6.36 se presenta un esquema del array completo y en la Figura 6.37 una comparativa entre el coeficiente de reflexión simulado en CST con el array completo y el obtenido en ADS conectando los diferentes bloques que lo componen (red de alimentación y parches por separado).

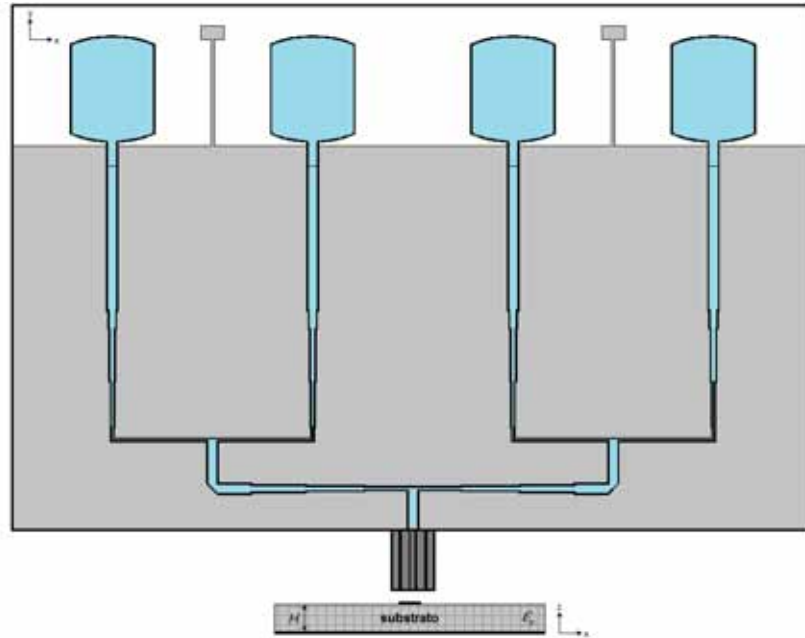


Figura 6.36: Esquema del array completo.

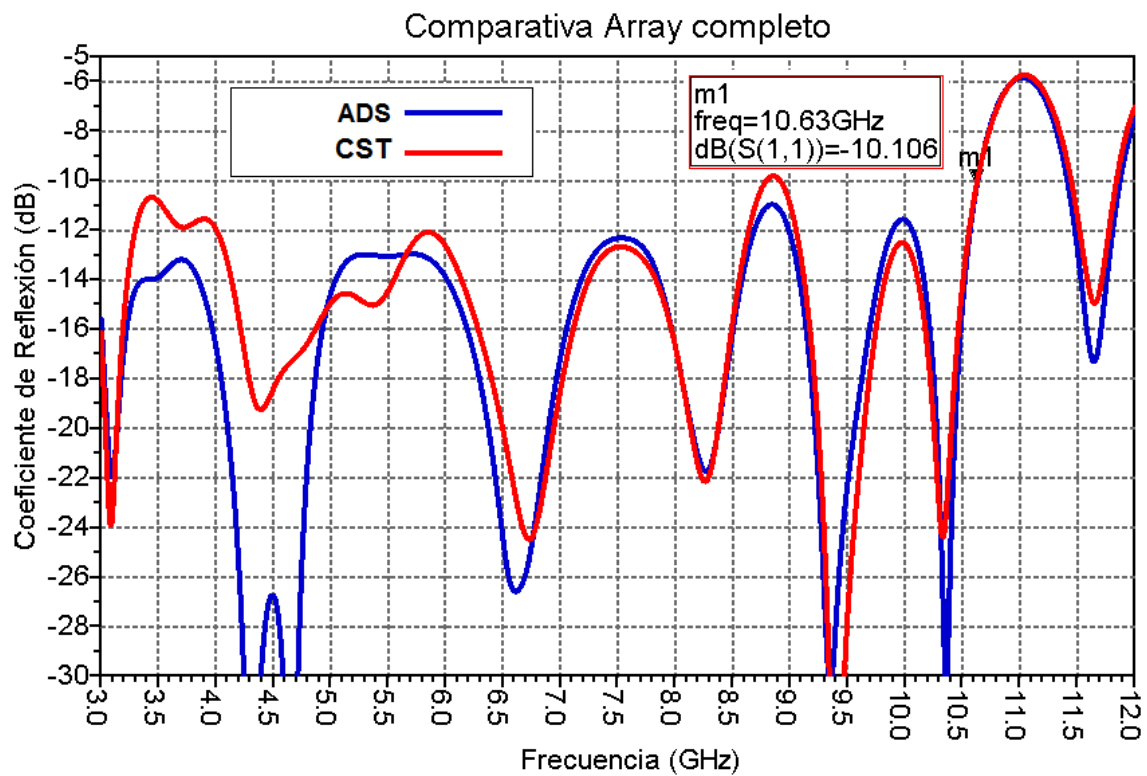


Figura 6.37: Comparativa coeficiente de reflexión ADS y CST.

Como se observa en la gráfica, los coeficientes de reflexión son muy similares entre sí. Se cumple que $|s_{11}| < -10$ dB en toda la banda.

Se ha simulado también un segundo prototipo, en el que se tiene la red de alimentación por un lado y los elementos por el otro y se conectan entre sí mediante conectores SMA y transiciones (Figura 6.38).

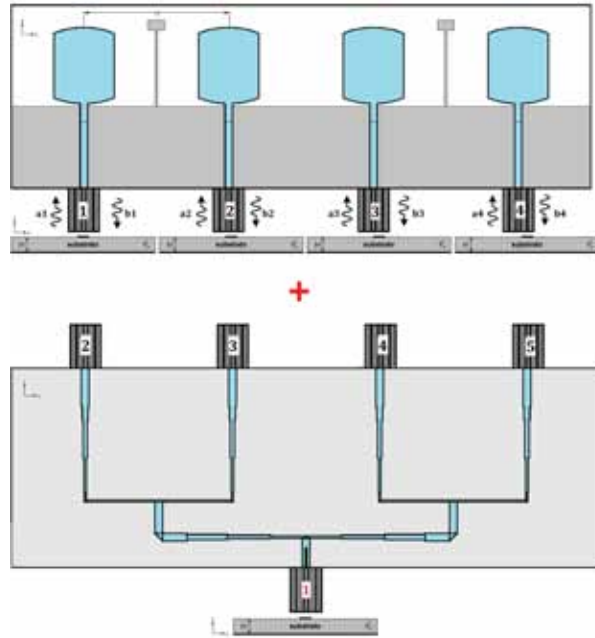


Figura 6.38: Red de alimentación y elementos conectados con conector SMA.

El resultado se presenta en la Figura 6.39. Se observa un ligero empeoramiento del coeficiente de reflexión provocado por el efecto de los conectores. La banda de trabajo en este caso comenzaría en 3.47 GHz en lugar de 3.2 GHz.

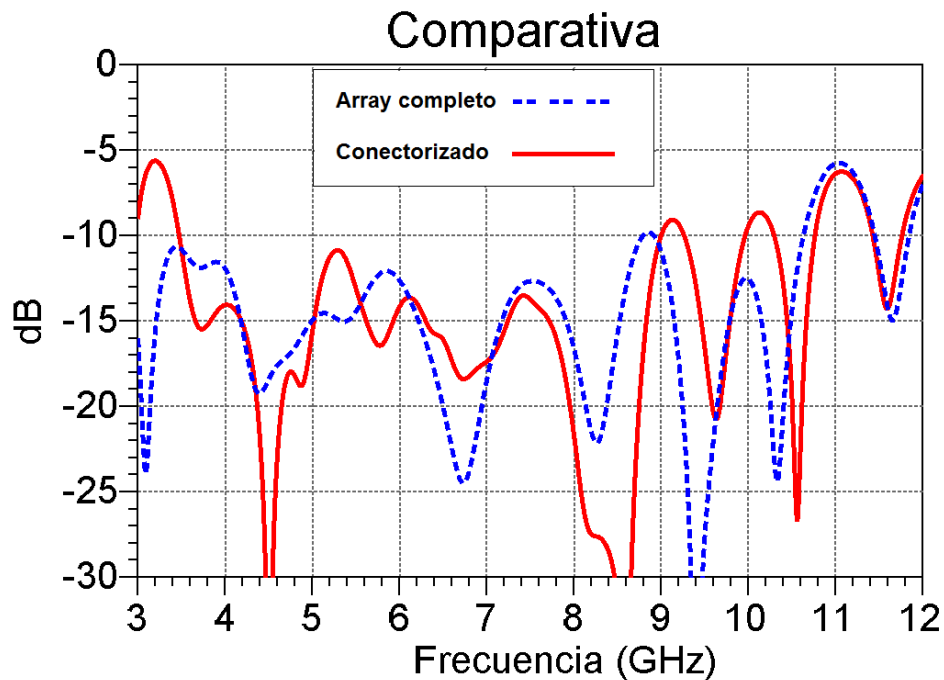
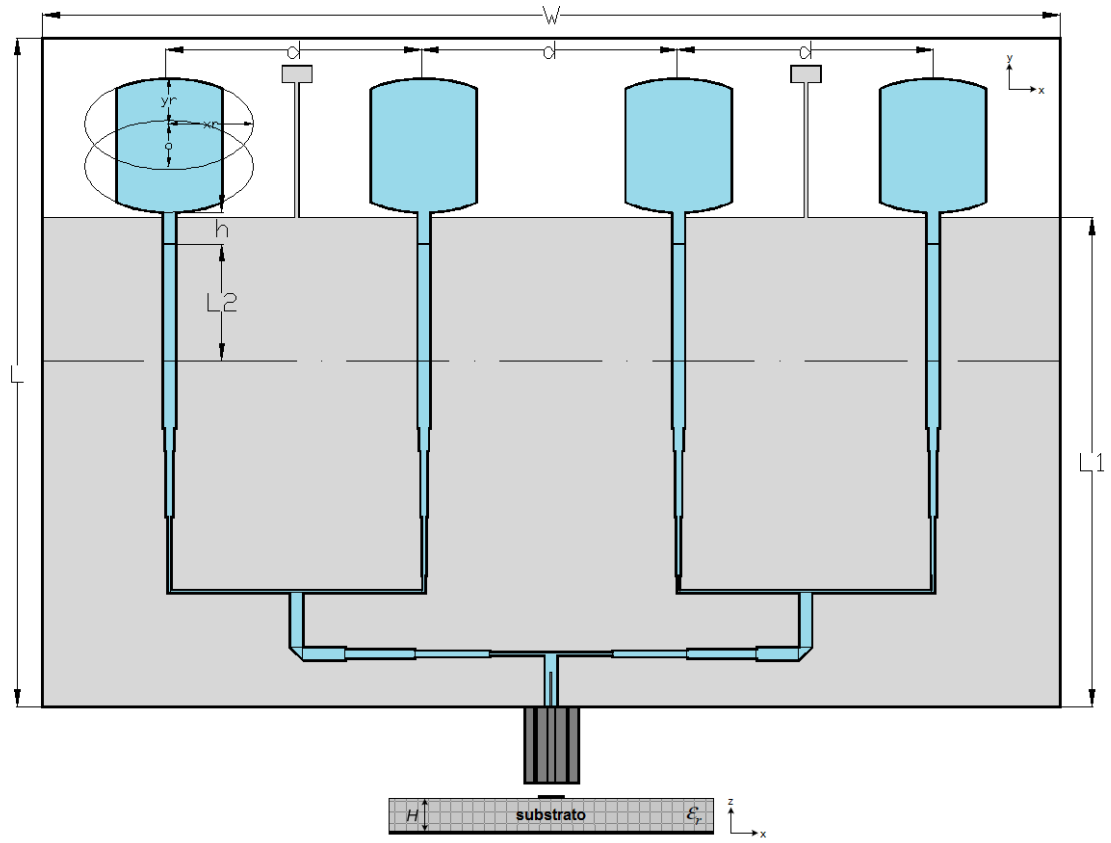
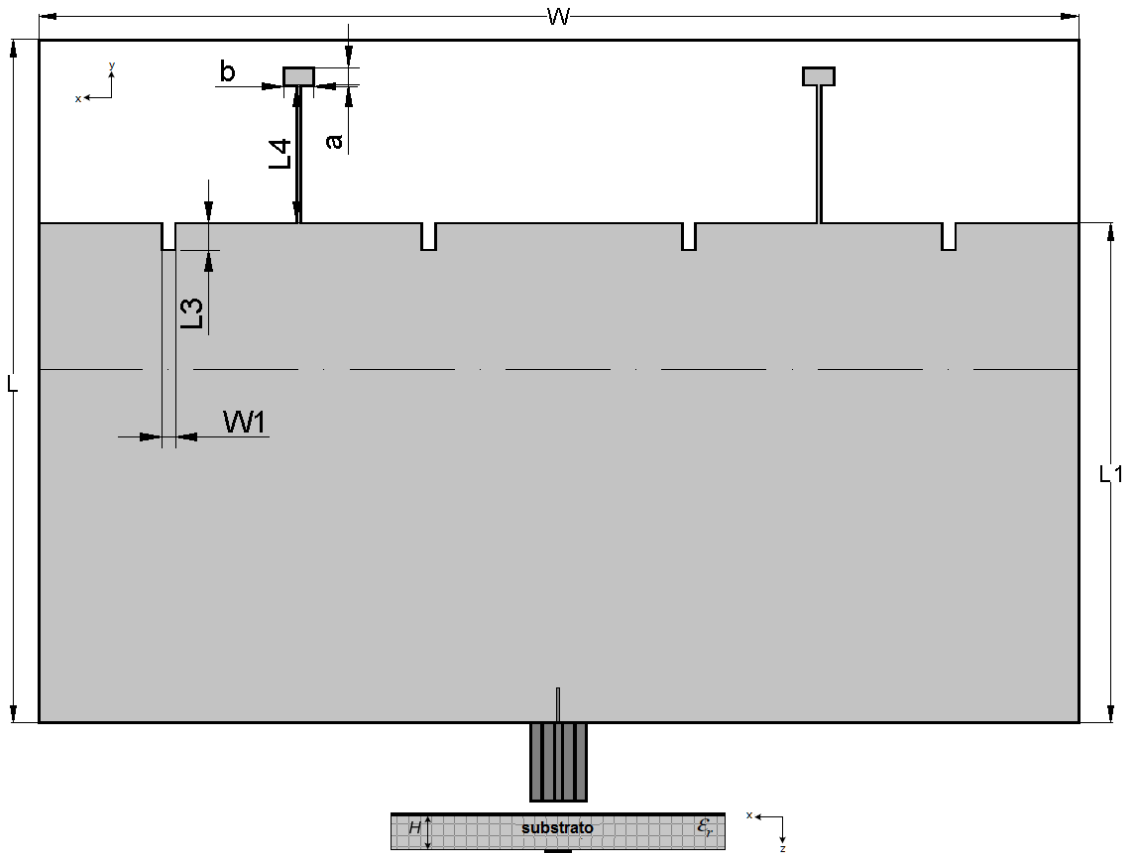


Figura 6.39: Comparativa coeficiente de reflexión array conectorizado y completo.



(a) Parte superior del array.



(b) Parte inferior del array.

Figura 6.40: Esquema del array completo sin filtros.

Las dimensiones del array completo sin filtros se presentan en la Tabla 6.4. La línea punteada marca la separación entre la red de alimentación y los elementos. Las dimensiones de la red de alimentación pueden consultarse en las Tablas 6.2 y 6.3.

Dimensión	Valor
W	120 mm
L	78.7 mm
h	3.72 mm
d	30 mm
x_r	9.9 mm
y_r	5.4 mm
o	5.03 mm
L₁	57.6 mm
L₂	13.75 mm
L₃	3.1 mm
L₄	15.9 mm
a	2 mm
b	3.5 mm
W₁	1.55 mm
W_f	1.55 mm

Tabla 6.4: Dimensiones del array completo.

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10dB$) del array diseñado se extiende desde los 3 GHz hasta 10.64 GHz.

Esta antena se ha construido en el Laboratorio de Circuitos Impresos y se ha medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Los resultados obtenidos se presentarán en capítulos posteriores de esta memoria.

En el capítulo de resultados y medidas se presentarán los diagramas de radiación simulados para diferentes frecuencias y se compararán con los obtenidos en las medidas tras la construcción del array.

6.6.4. Array con filtro notch para eliminar la banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz)

El objetivo de este apartado es el de añadir un filtro notch al array diseñado en el presente capítulo. Puesto que el tipo de filtro elegido es muy similar a los presentados ya en secciones anteriores, no se darán detalles de diseño. Los resultados se muestran en las Figuras 6.41 y 6.42, en las que se presentan el coeficiente de reflexión y el VSWR respectivamente.

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10dB$) se extiende desde los 3 GHz hasta 10.56 GHz. Si se observa la Figura 6.42 en la que se presenta la relación de onda estacionaria de tensión, se observa que $VSWR < -2$ en toda la banda de trabajo. El filtro presenta las siguientes características:

- Banda de frecuencias de 5 GHz a 6 GHz)
 - Banda: 5.1 GHz - 5.9 GHz
 - Rechazo: -0.86 dB
 - VSWR: 20.23

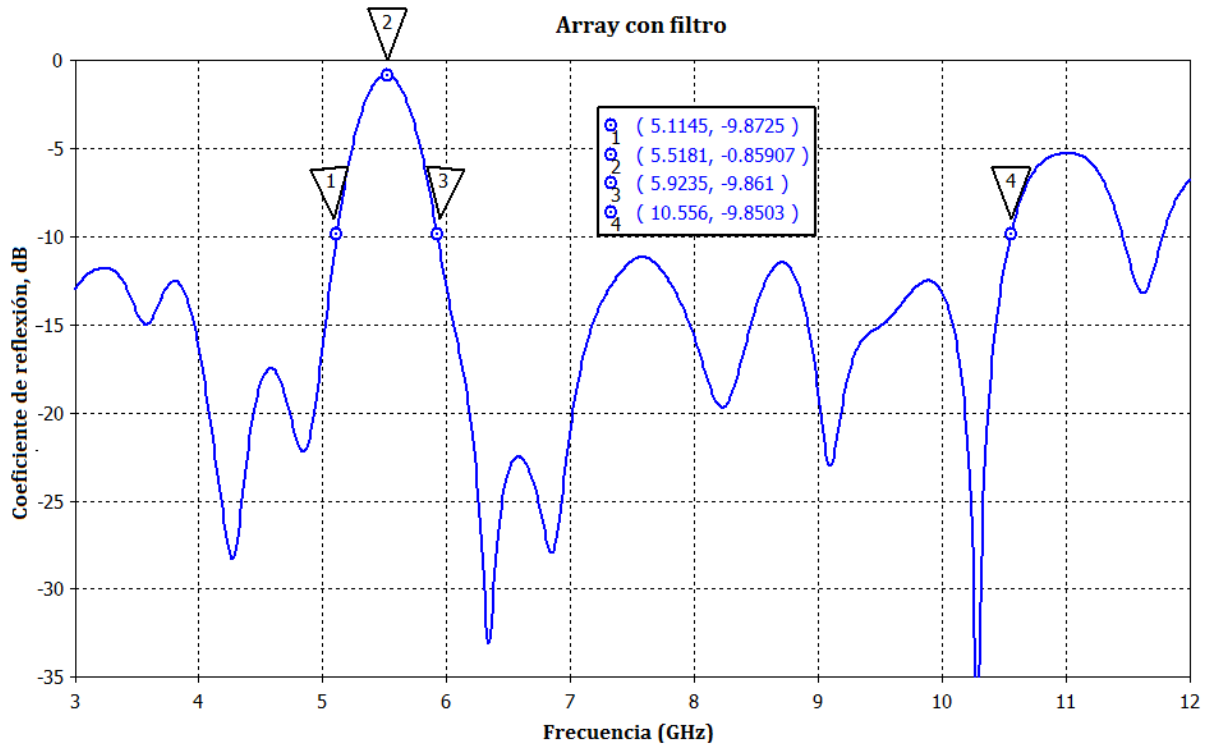


Figura 6.41: Coeficiente de reflexión del array con filtro incorporado.

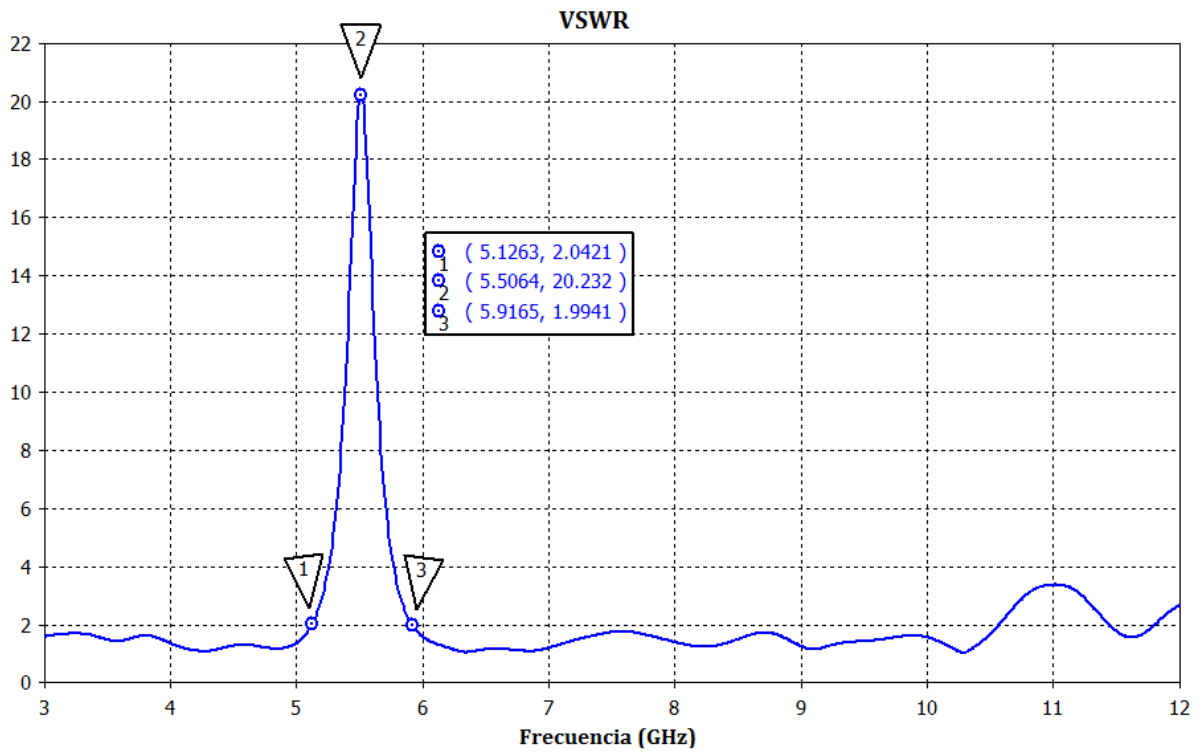
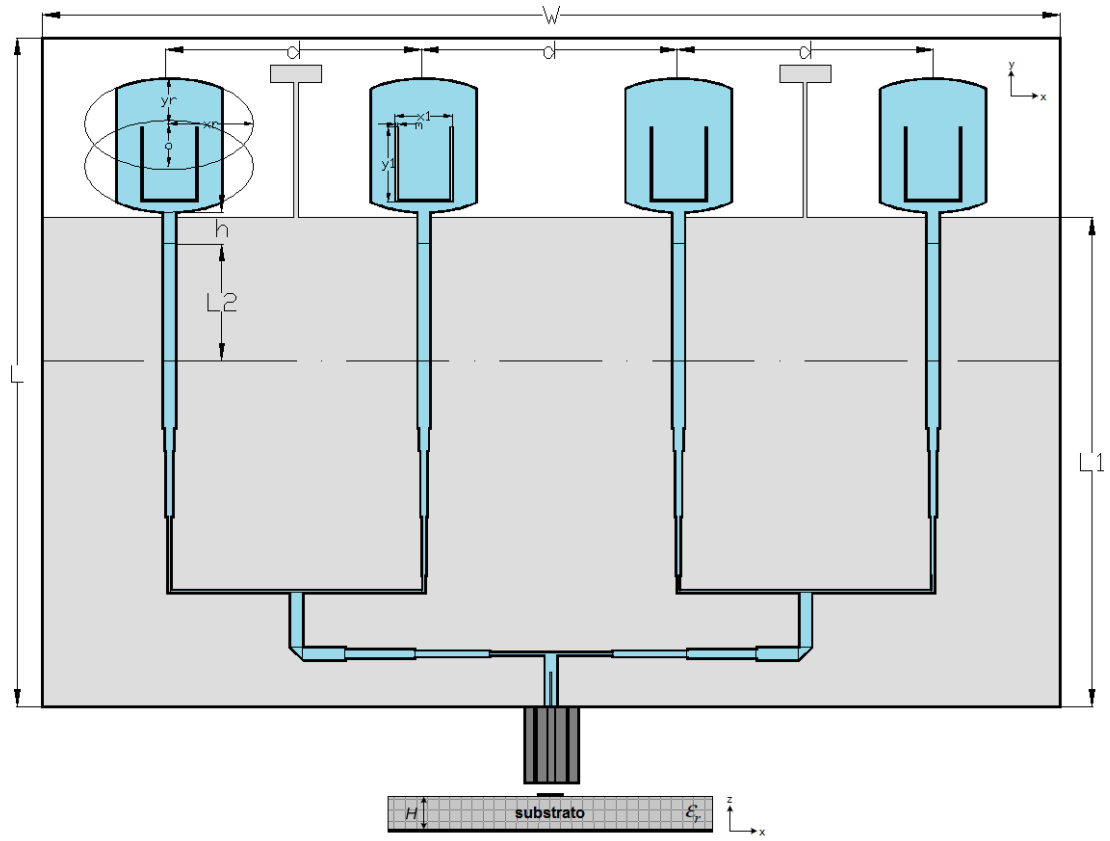
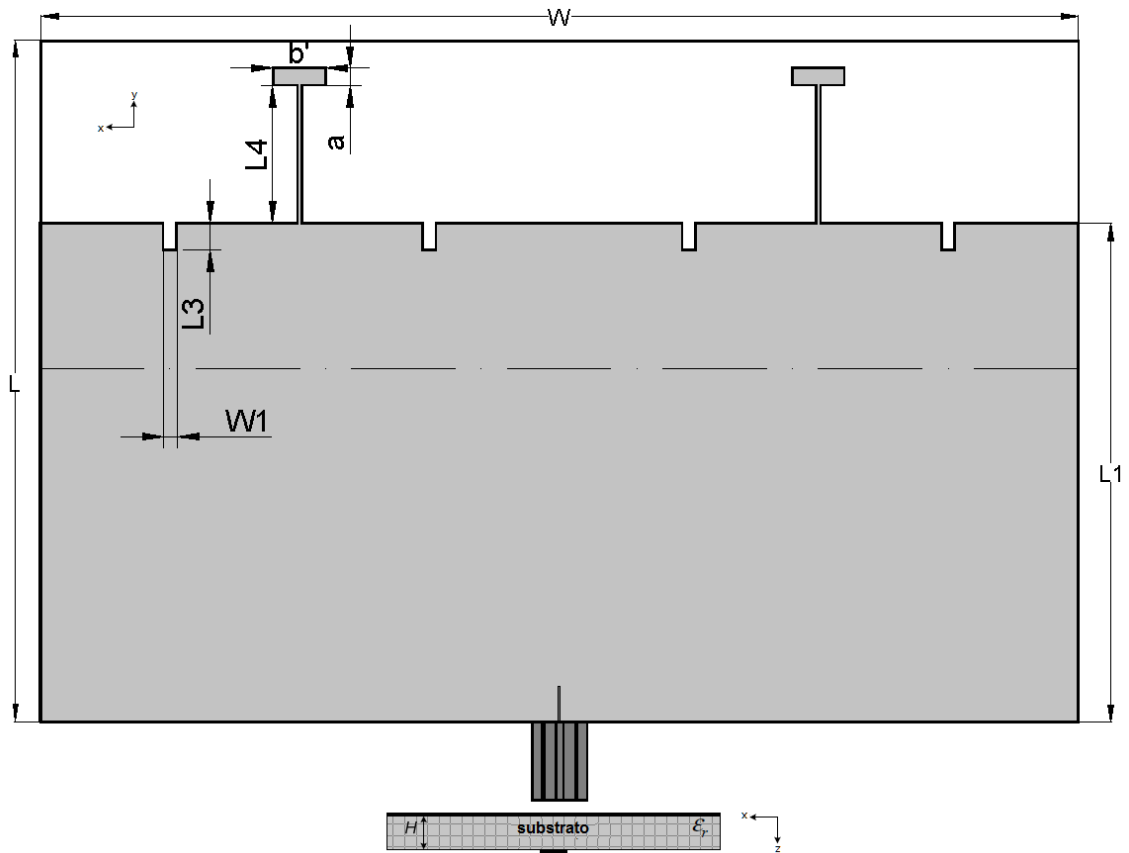


Figura 6.42: VSWR del array con filtro incorporado.

En la Figura 6.43 se presentan los esquemas de la parte superior e inferior respectivamente del array con filtro notch incorporado.



(a) Parte superior del array.



(b) Parte inferior del array.

Figura 6.43: Esquema del array completo con filtro notch.

Las dimensiones del array completo con filtros se presentan en la Tabla 6.5.

Dimensión	Valor
W	120 mm
L	78.7 mm
h	3.72 mm
d	30 mm
x_r	9.9 mm
y_r	5.4 mm
o	5.03 mm
L₁	57.6 mm
L₂	13.75 mm
L₃	3.1 mm
L₄	15.9 mm
a	2 mm
b'	6 mm
W₁	1.55 mm
W_f	1.55 mm
x₁	6.76 mm
y₁	8.85 mm
m	0.25 mm

Tabla 6.5: Dimensiones del array completo con filtros.

6.6.5. Comparativa de ganancia del array sin filtros

El objetivo de este apartado es comentar la ganancia obtenida en simulación del array. Aunque no se ha especificado hasta ahora, la ganancia de los elementos UWB no es muy alta. Como se observa en la Figura 6.44, la ganancia máxima del elemento unitario simulada oscila entre los 2 dB y 4 dB para la banda de frecuencias de trabajo.

Uno de los objetivos del array es aumentar la ganancia con respecto a la del elemento unitario. Puesto que el array está formado por cuatro elementos, una aproximación de primer orden podría ser: $10 \cdot \log_{10}(g_{array}) = 10 \cdot \log_{10}(g_{unitario} \cdot 4)$, es decir, $G_{array}(dB) = G_{unitario}(dB) + 10 \cdot \log_{10}(4) \approx G_{unitario} + 6dB$.

Además de la ganancia, el diagrama de radiación se hace más directivo. Es por ello que en el plano de azimuth se pasa de un diagrama de radiación omnidireccional a uno más directivo, como se verá en las próximas figuras.

En la Figura 6.44 se presenta una comparativa entre la ganancia máxima del elemento unitario, la ganancia del array en el lóbulo principal (en 0° y en 180°) y la ganancia de pico o ganancia máxima del mismo.

Con el array se consigue pasar de los 2 dB - 4 dB de ganancia del elemento unitario hasta algo más de 11 dB para el mejor de los casos. Las diferencias con respecto a la ganancia máxima se deben a que no siempre la máxima ganancia ha de coincidir con la ganancia del lóbulo principal en 0° . No obstante, será la que se medirá y por ello se proporciona en la gráfica para facilitar la comparativa entre ambas.

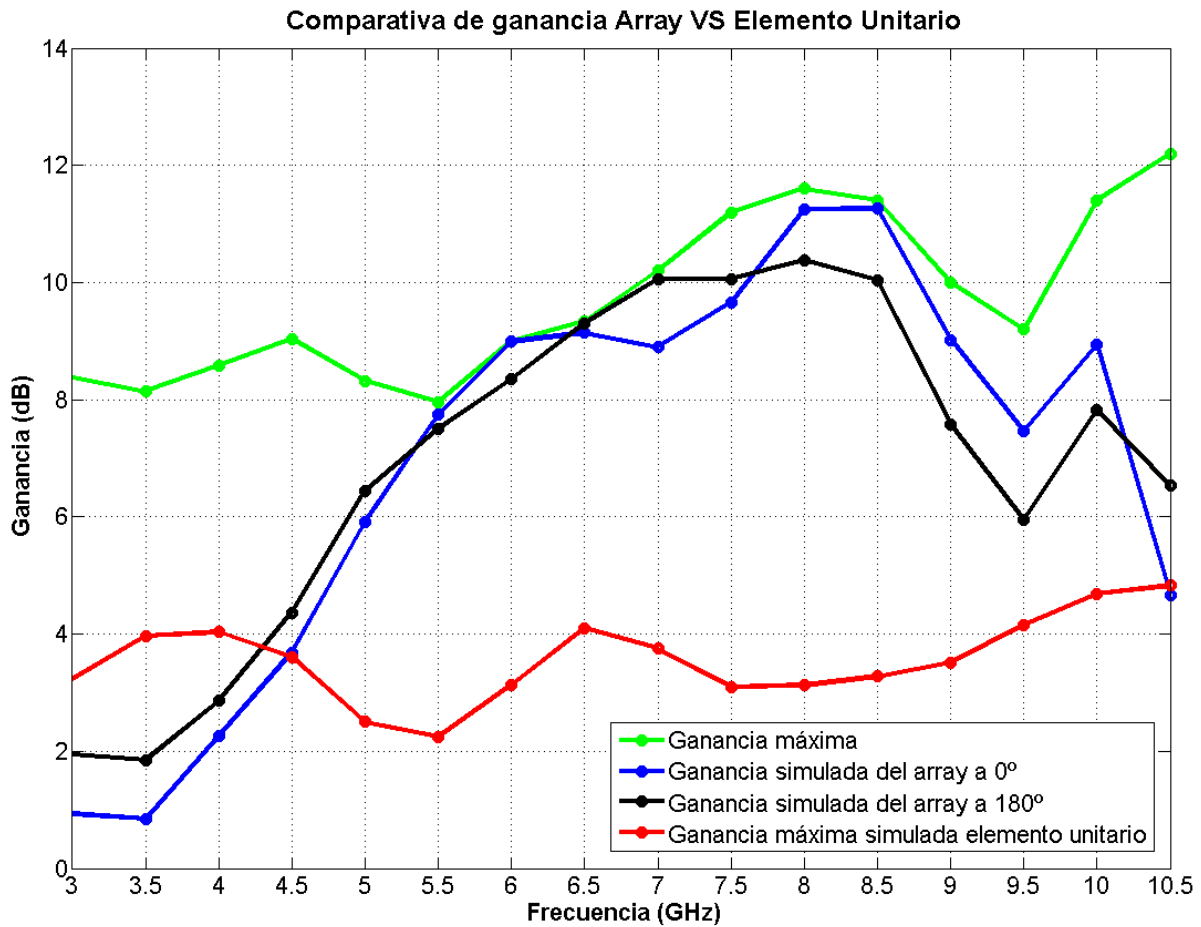


Figura 6.44: Comparativa de ganancia. Array de cuatro elementos frente a elemento unitario.

6.6.6. Diagramas de radiación simulados del array sin filtros

En las Figuras 6.45 y 6.46 se presentan los diagramas de radiación normalizados al valor máximo y medidos en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior a 3.5 GHz (Figuras 6.45a y 6.45b), 5 GHz (Figuras 6.45c y 6.45d), 7 GHz (Figuras 6.46a y 6.46b) y 8.5 GHz (Figuras 6.46c y 6.46d). Se presentan la componente copolar y la contrapolar.

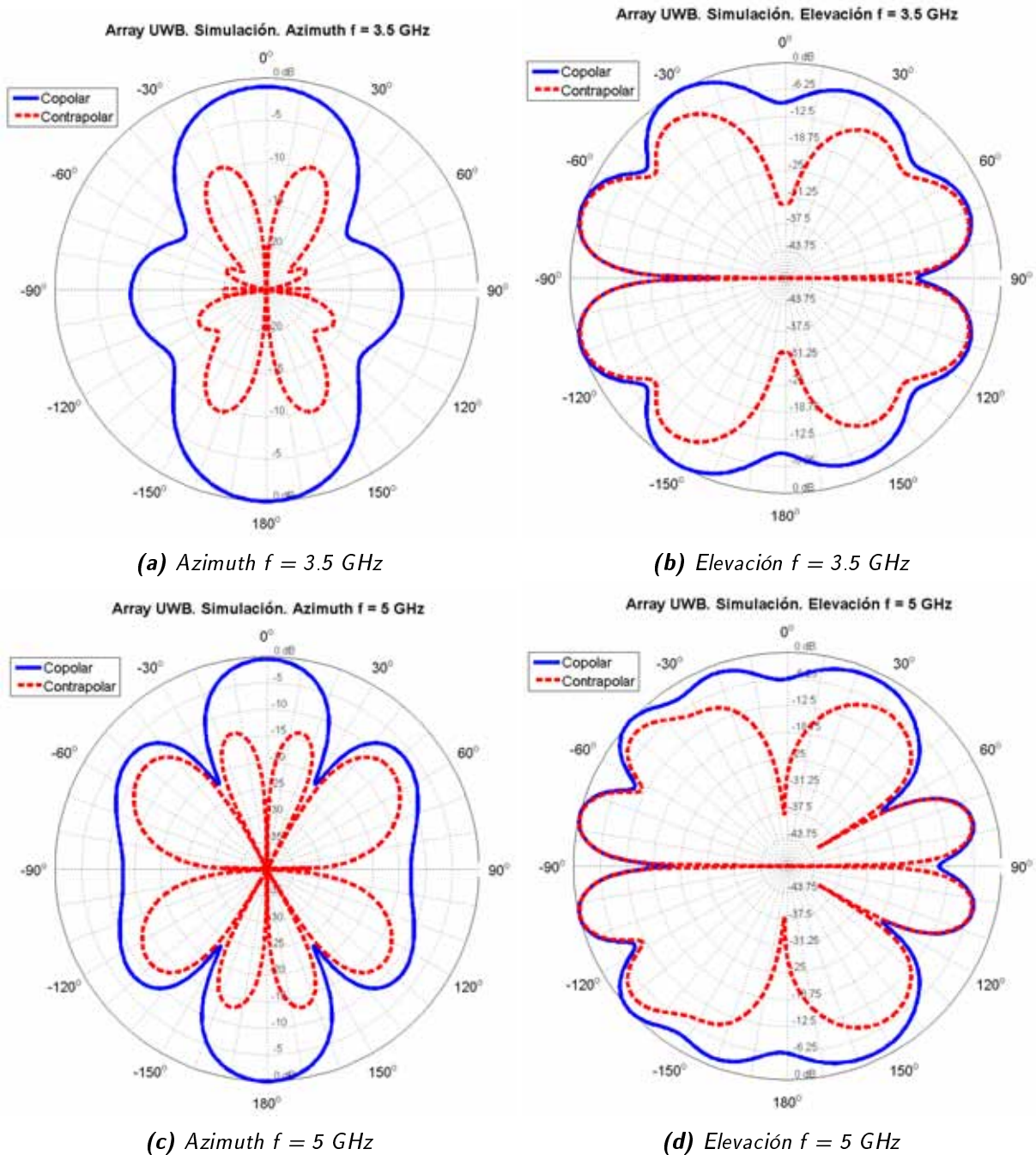


Figura 6.45: Diagramas de radiación del Array UWB simulado sin filtros a 3.5 GHz y 5 GHz.

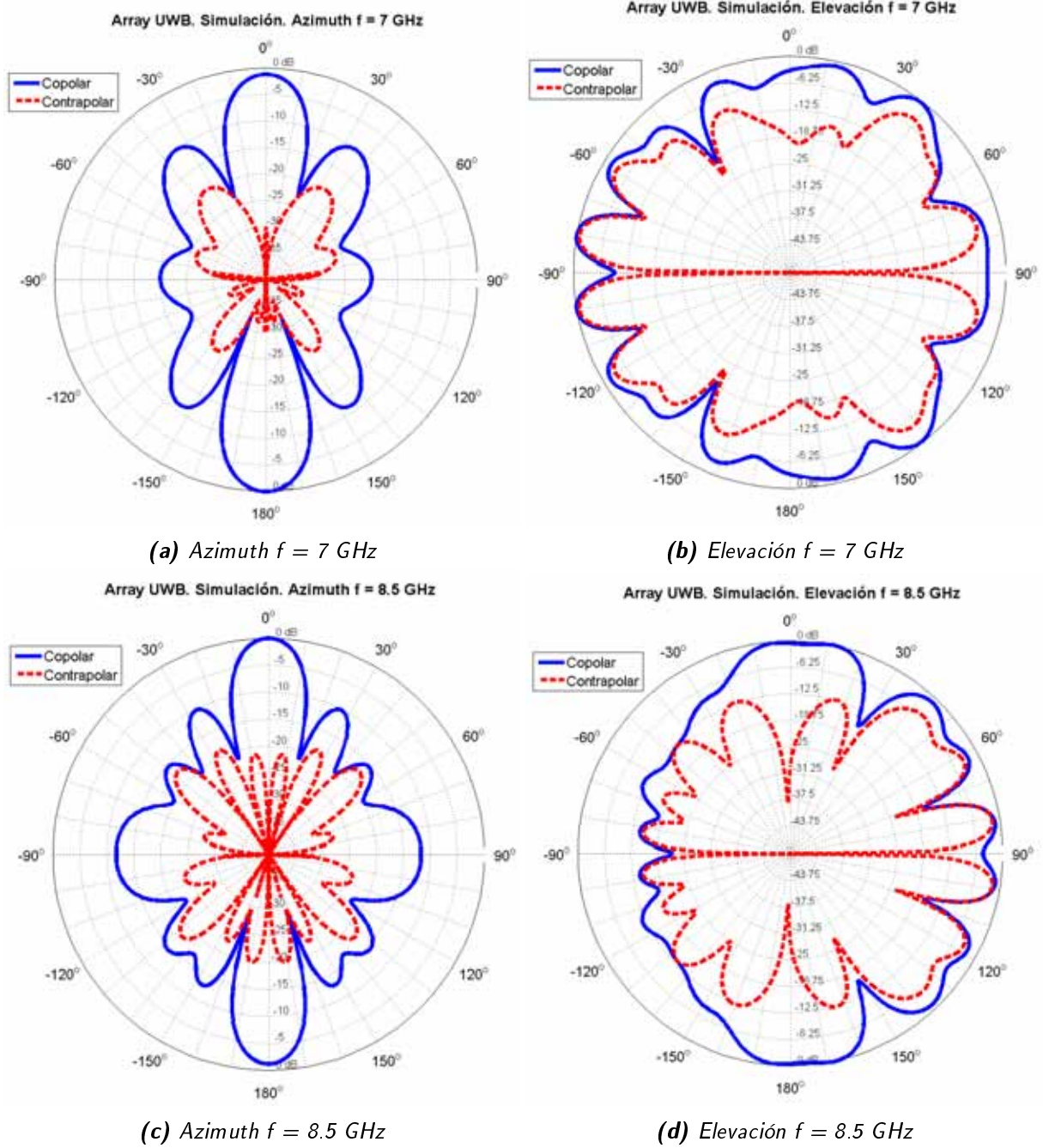


Figura 6.46: Diagramas de radiación del Array UWB simulado sin filtros a 7 GHz y 8.5 GHz.

7

Medidas

7.1. Introducción

En este capítulo se presentan las medidas de las antenas simuladas. Se debe destacar que no todas las antenas presentadas a lo largo de los capítulos 5 y 6 han sido construidas. En cada uno de los apartados se ha indicado específicamente si se ha construido la antena o no.

La construcción de las antenas se ha llevado a cabo en el Laboratorio de Circuitos Impresos de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Para más información acerca del proceso de construcción de circuitos impresos puede consultarse el Anexo A.

Las medidas se han realizado con el fin de analizar el funcionamiento de las diferentes antenas y poder comparar su comportamiento con el presentado en las simulaciones.

Se han realizado dos tipos de medidas:

- Coeficiente de reflexión.
- Diagrama de radiación.

Para la medición de coeficientes de reflexión y/o transmisión se ha utilizado un analizador de redes Agilent, modelo E5071C [17].

Las medidas del diagrama de radiación se han realizado en la Cámara Anecoica del Grupo de RadioFrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid, puesta en marcha durante la realización de este proyecto.

En el Anexo B se presentan los detalles relativos a la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM, así como el procedimiento básico necesario para realizar una medida de diagrama de radiación. Se presentan también detalles acerca del analizador de redes y demás instrumentos utilizados.

Durante la realización del PFC se tuvo también la oportunidad de realizar pruebas con un sistema de medida de antenas muy rápido y de sobremesa para antenas de pequeñas dimensiones: *RFxpert*. Se ha utilizado para la medida de diagramas de radiación de las primeras antenas diseñadas y construidas. En el Anexo C se presentan los detalles de este sistema.



(a) Medida de diagrama de radiación.

(b) Puerta de entrada de la cámara.

Figura 7.1: Cámara Anecoica - Escuela Politécnica Superior, UAM.

A continuación se presentan las medidas para algunas de las antenas presentadas en los Capítulos 5 y 6. No se han construido todas las variantes de las antenas propuestas, pero al menos sí existe una representante de cada diseño construida y medida. No se medirán diagramas de radiación de todas las variantes de un mismo diseño (es decir, de las antenas con filtro notch) ya que éste depende de la forma de parche y no de los filtros que presenta la antena. Los diagramas de radiación se presentan normalizados al máximo de radiación.

7.2. Antena 1

En este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones llevadas a cabo durante el diseño de la Antena 1 en el apartado 5.2 de esta memoria y los resultados obtenidos tras su construcción y medida. En la Figura 7.2 se presentan la parte superior e inferior de la antena.

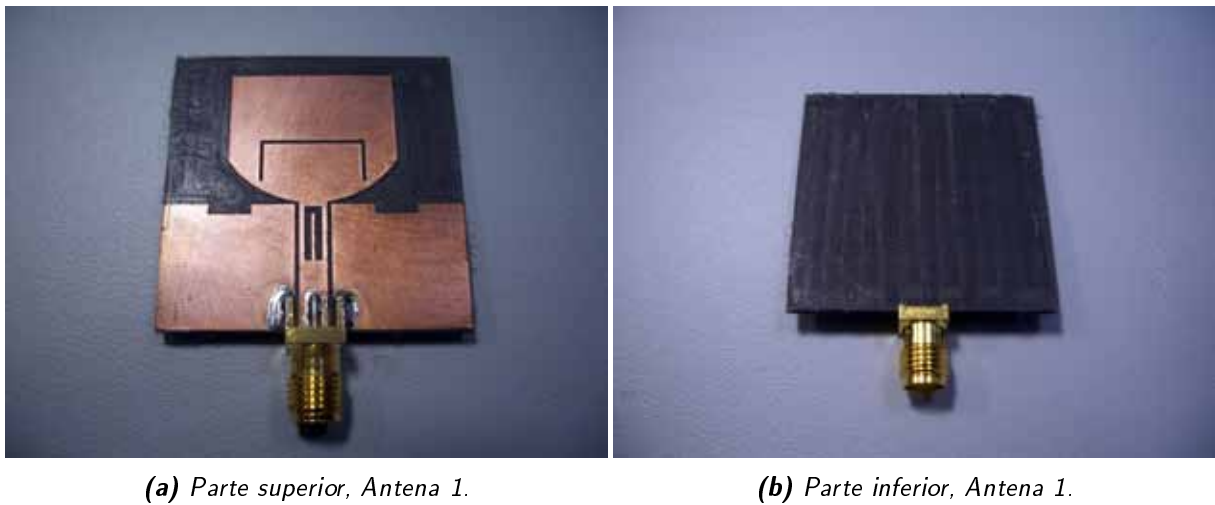


Figura 7.2: Fotografía Antena 1 diseñada y construida.

Como ya se comentó, la banda de trabajo de la antena simulada se extiende desde los 2.85 GHz hasta algo más de 13 GHz. Se tienen dos filtros, que presentan las siguientes características:

- Banda de 5 GHz a 6 GHz
 - Banda real: 4.86 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1.53 dB
- Banda de frecuencias superior
 - Banda real: 9 GHz - 10.8 GHz
 - Rechazo: -1.04 dB

Obsérvese ahora para comparar la Figura 7.3 en la que se presenta el coeficiente de reflexión de la Antena 1 simulado y medido. Se han presentado las gráficas correspondientes a las dos medidas realizadas por la diferencia existente entre ambas. La *Medida 1* se realizó con los cables de medida flexibles descritos en el Anexo B, mientras que la *Medida 2* se realizó con cables fabricados en la propia EPS. Los primeros presentan una medida mucho más fiable y de mejor calidad y son los que se utilizarán de ahora en adelante.

El coeficiente de reflexión medido es realmente similar al simulado excepto en esa banda baja comprendida entre 3 GHz y 4 GHz, en la que existen discrepancias entre la medida realizada con

un cable y el otro. Por otro lado, la anchura del segundo filtro ha variado algo con respecto al caso simulado y el rechazo ha disminuido en torno a 1 dB comparándolo con la primera medida, y en torno a 2 dB comparándolo con la segunda. El primer filtro coincide prácticamente en toda la banda y en el rechazo conseguido con la simulación.

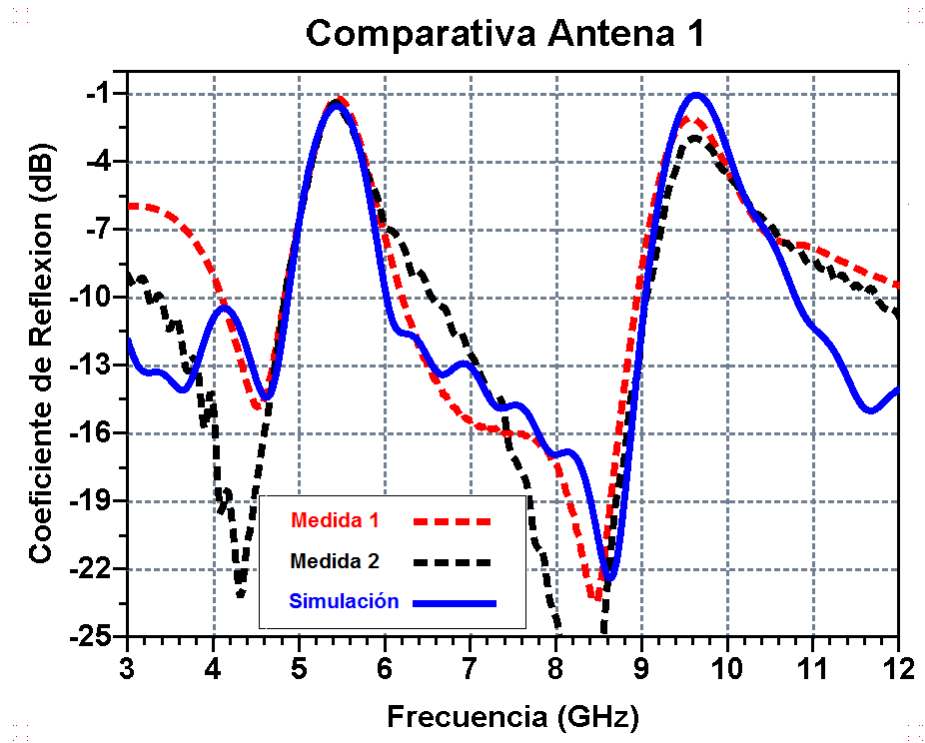


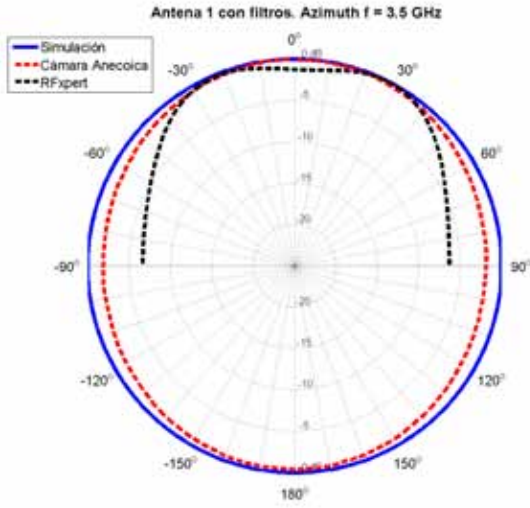
Figura 7.3: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 1.

Se puede concluir que se han obtenido buenos resultados, ya que los coeficientes de reflexión son muy similares entre sí. Parece pues un acierto el diseño de este tipo de antenas añadiendo el efecto del conector a las simulaciones. No obstante, habrá que comprobar en diseños posteriores qué ocurre en esa banda baja.

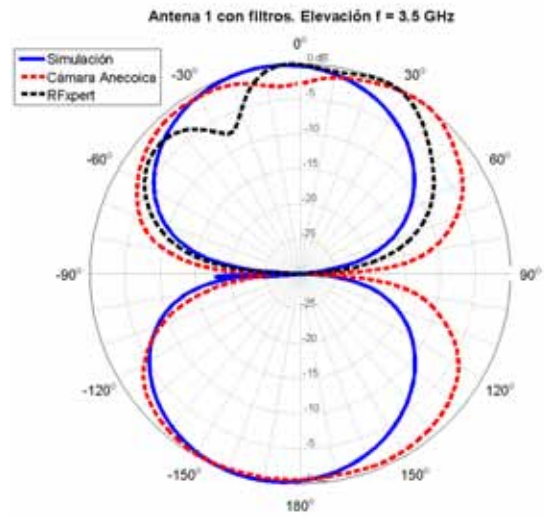
En la Figura 7.4 se presentan los diagramas de radiación simulados y medidos de esta antena. Las frecuencias a las que se presentan son 3.5 GHz (Figuras 7.4a y 7.4b), 6.5 GHz (Figuras 7.4c y 7.4d) y 8.5 GHz (Figuras 7.4e y 7.4f).

En este caso particular se midió la antena en la cámara anecoica para la frecuencia más baja de la banda. No se ha hecho en frecuencias superiores por la presencia del filtro notch. Si se comparase el diagrama de radiación a 3.5 GHz con uno a 5.5 GHz, ambos sin normalizar, se apreciaría la diferencia de ganancia producida por el rechazo en la banda de 5 GHz a 6 GHz.

Además, se ha utilizado el sistema de medida RFXpert para probar su funcionamiento y comparar los resultados con los obtenidos tanto en la cámara anecoica como en simulación. Recuerdese que con este sistema únicamente se puede medir hasta 6 GHz. Por ello sólo se presentan los resultados para las dos primeras frecuencias (y la última de ellas la medida de RFXpert es a 6 GHz). Nótese que los resultados con este sistema de medida se presentan en el rango comprendido entre -90° y 90° . Existe la posibilidad de obtener el diagrama completo escaneando la antena por ambas caras y superponiendo los dos diagramas, cada uno en el rango de ángulos correcto. No se ha hecho por la simplicidad de los diagramas de este tipo de antenas y porque únicamente se quiere comprobar la semejanza entre éstos, los medidos en la cámara anecoica y los simulados en CST.



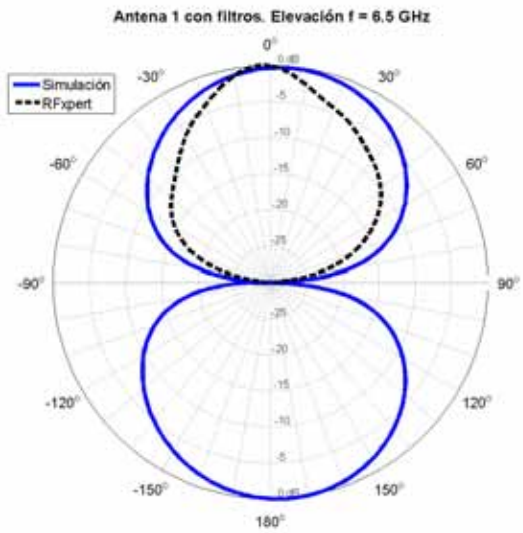
(a) Azimuth $f = 3.5$ GHz



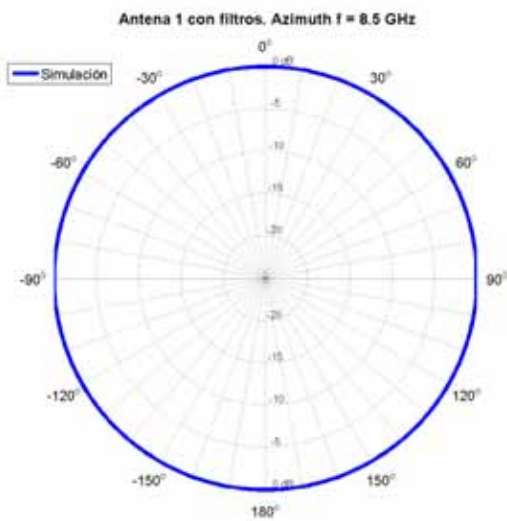
(b) Elevación $f = 3.5$ GHz



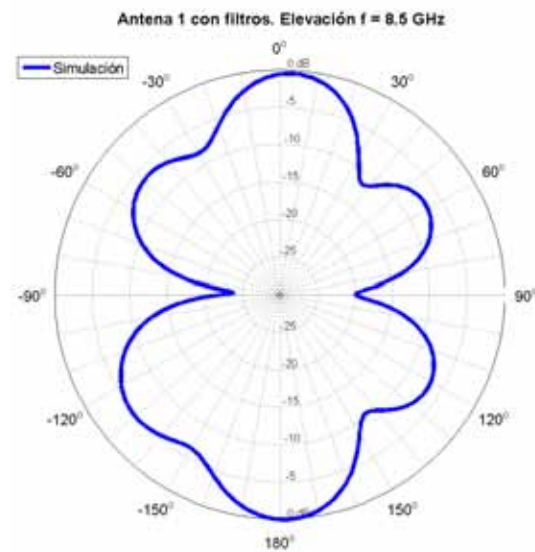
(c) Azimuth $f = 6.5$ GHz



(d) Elevación $f = 6.5$ GHz



(e) Azimuth $f = 8.5$ GHz



(f) Elevación $f = 8.5$ GHz

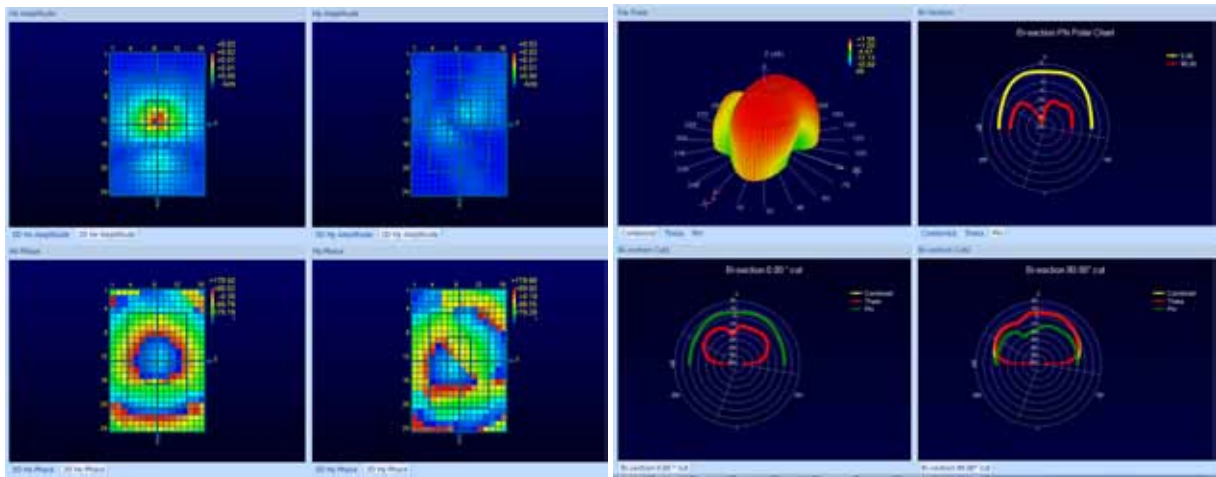
Figura 7.4: Diagramas de radiación de Antena 1 diseñada y construida con filtros.

El diagrama de radiación simulado presenta un patrón típico de monopolo omnidireccional con tecnología impresa a la frecuencia de 3.5 GHz. En el plano horizontal o azimuth la antena radia en todas las direcciones. En cuanto al plano de elevación, se tienen dos máximos en 0° y 180° y dos mínimos en 90° y -90° . Las medidas se asemejan bastante a los resultados en simulación.

Aprovechando que se ha utilizado por primera vez el sistema de medida RFXpert, se presentan algunas capturas de pantalla que muestran su funcionamiento real.

Se sitúa la antena sobre el escáner mostrado en el Anexo C y se obtienen las medidas de campo cercano que se presentan en la Figura 7.5a. A continuación, el software aplica una transformación a campo lejano, obteniéndose los diagramas de radiación presentados en la Figura 7.5a.

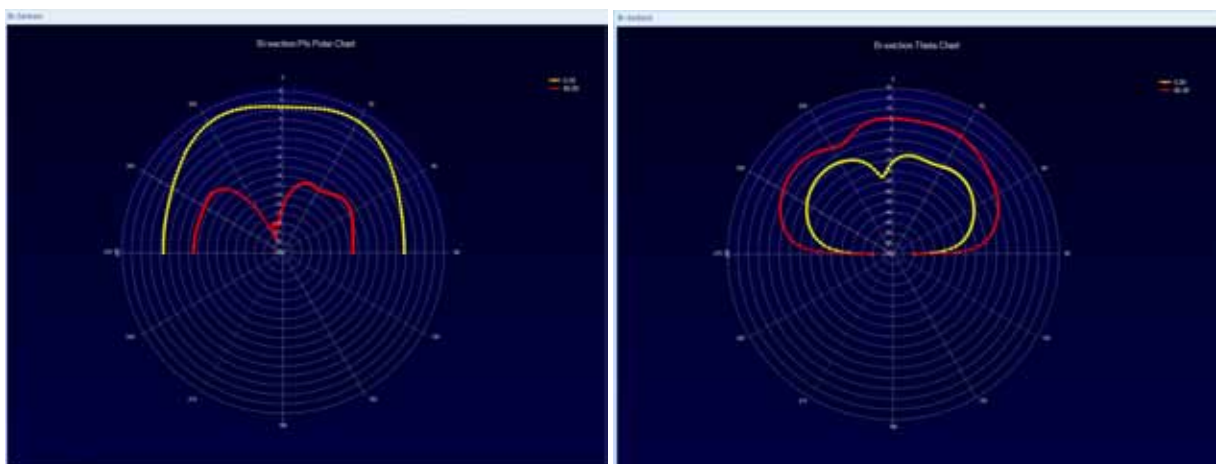
A medida que aumenta la frecuencia, se observa que el diagrama se va deformando. No obstante, se verá de forma más representativa en antenas sin filtros notch.



(a) Medidas de campo cercano.

(b) Transformación a campo lejano.

Figura 7.5: Medidas de campo cercano y lejano RFXpert. Antena 1.



(a) Diagrama de radiación, ángulo ϕ .

(b) Diagrama de radiación, ángulo θ .

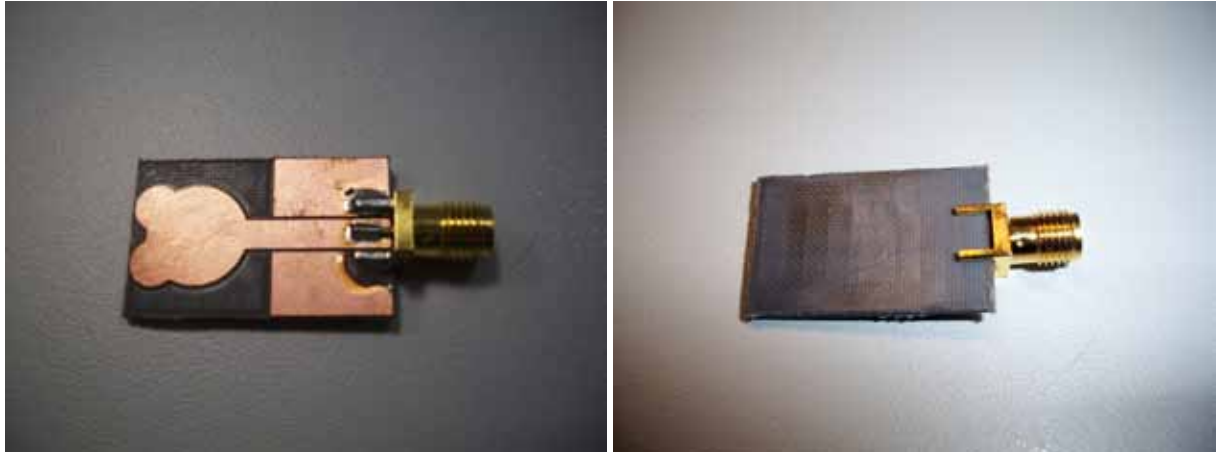
Figura 7.6: Diagramas de radiación. Antena 1.

7.3. Antena 2: Mickey Mouse Like CPW UWB Antenna

En este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones llevadas a cabo durante el diseño de la Antena 2 en el apartado 5.3 de esta memoria y los resultados obtenidos tras su construcción y medida.

7.3.1. Sin filtros

En la Figura 7.7 se presentan la parte superior e inferior de la antena sin filtros.



(a) Parte superior, Antena 2.

(b) Parte inferior, Antena 2.

Figura 7.7: Fotografía Antena 2 diseñada y construida sin filtros.

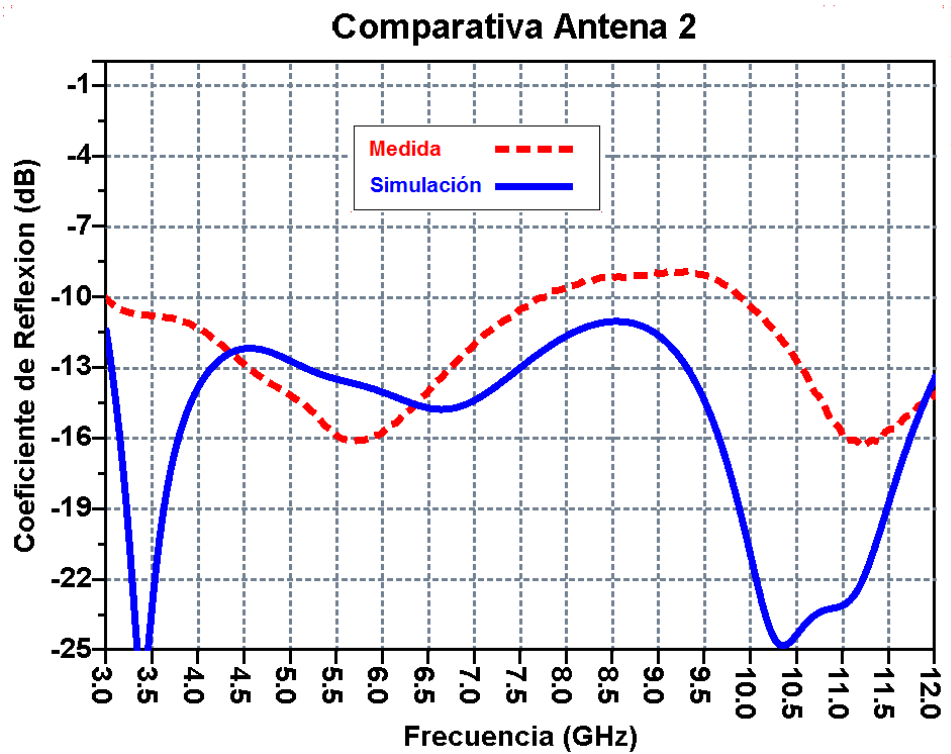
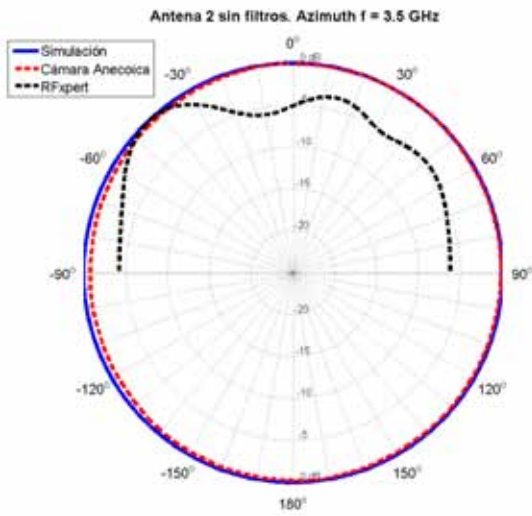
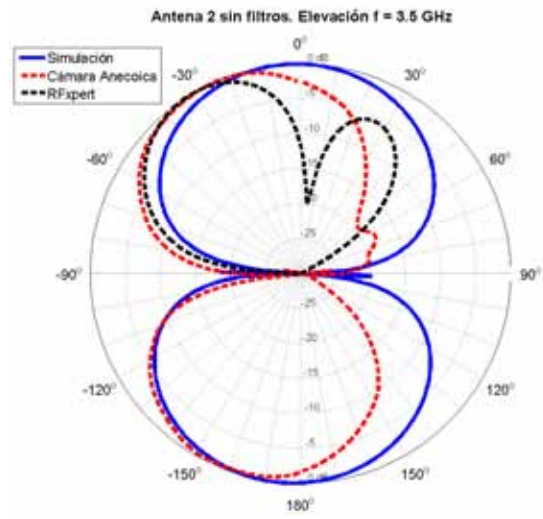


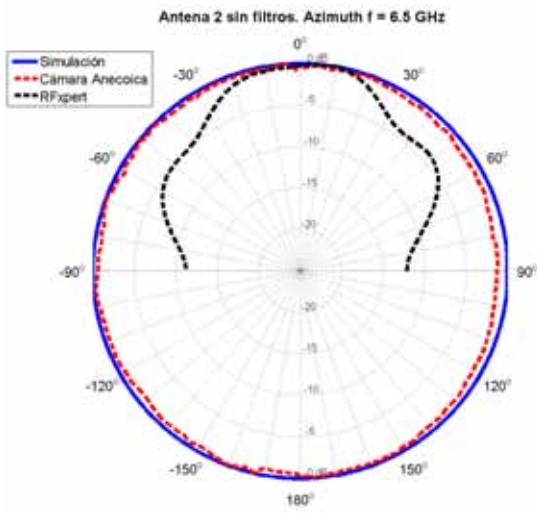
Figura 7.8: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 2 sin filtros.



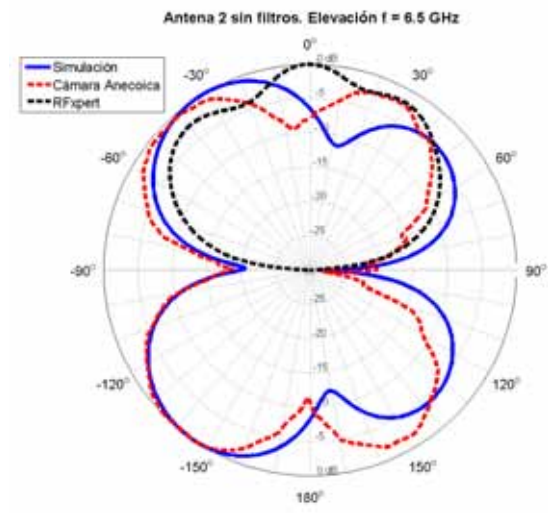
(a) Azimuth $f = 3.5$ GHz



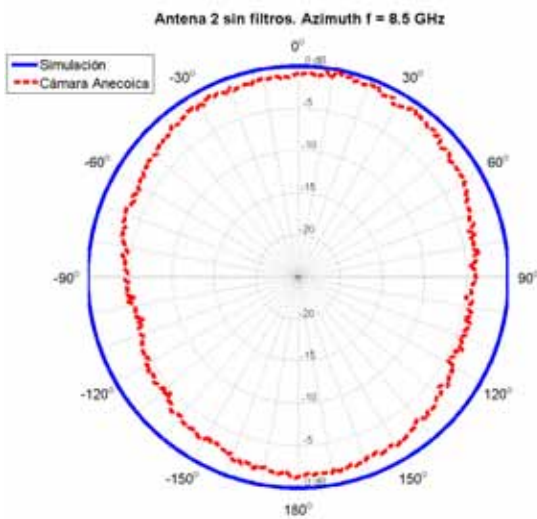
(b) Elevación $f = 3.5$ GHz



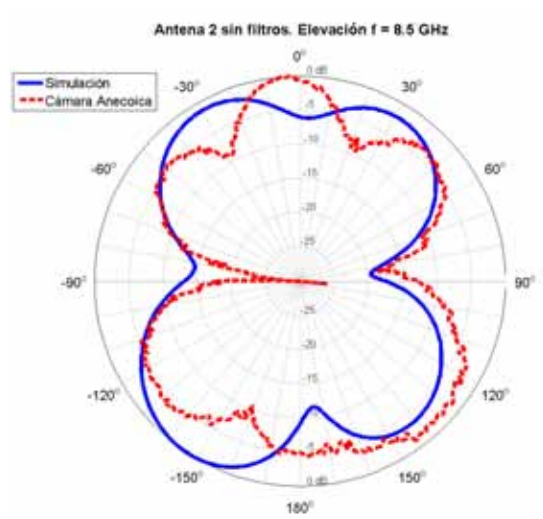
(c) Azimuth $f = 6.5$ GHz



(d) Elevación $f = 6.5$ GHz



(e) Azimuth $f = 8.5$ GHz



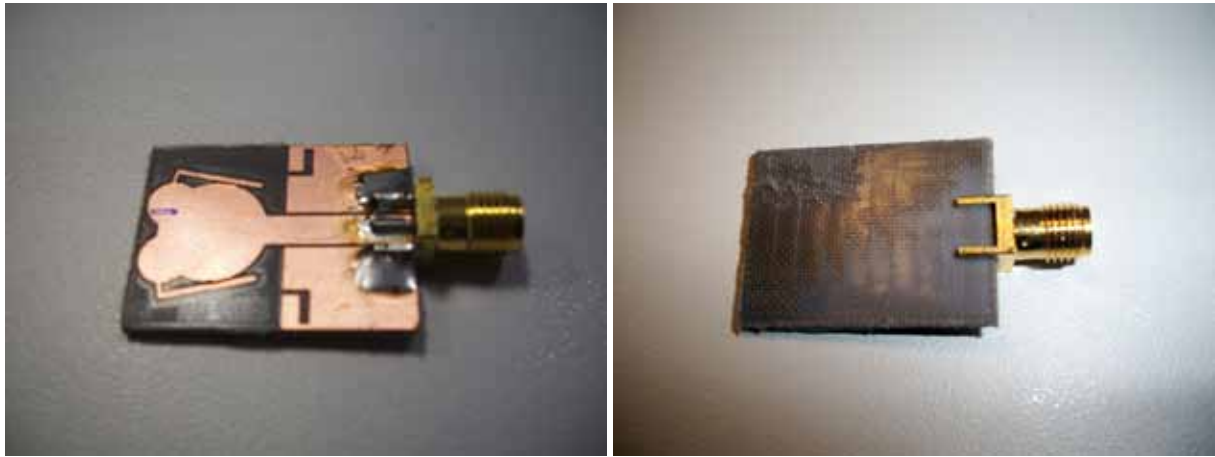
(f) Elevación $f = 8.5$ GHz

Figura 7.9: Diagramas de radiación de Antena 2 diseñada y construida sin filtros.

Como ya se comentó, la banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) simulada se extiende desde los 2.94 GHz hasta algo más de 12.45 GHz. En la Figura 7.8 se muestra el coeficiente de reflexión simulado y el medido hasta una frecuencia de 12 GHz. Nótese que en el coeficiente de reflexión medido aparece una zona entre 8 GHz y 10 GHz en la que la reflexión está en torno a los -9 dB. No se han mostrado frecuencias superiores a 12 GHz porque a pesar de que sigue siendo banda de trabajo, son frecuencias que ya se alejan bastante de los requerimientos de diseño.

7.3.2. Con filtros

En la Figura 7.10 se presentan la parte superior e inferior de la antenna con filtros.



(a) Parte superior, Antena 2 con filtros.

(b) Parte inferior, Antena 2 con filtros.

Figura 7.10: Fotografía Antena 2 diseñada y construida con filtros.

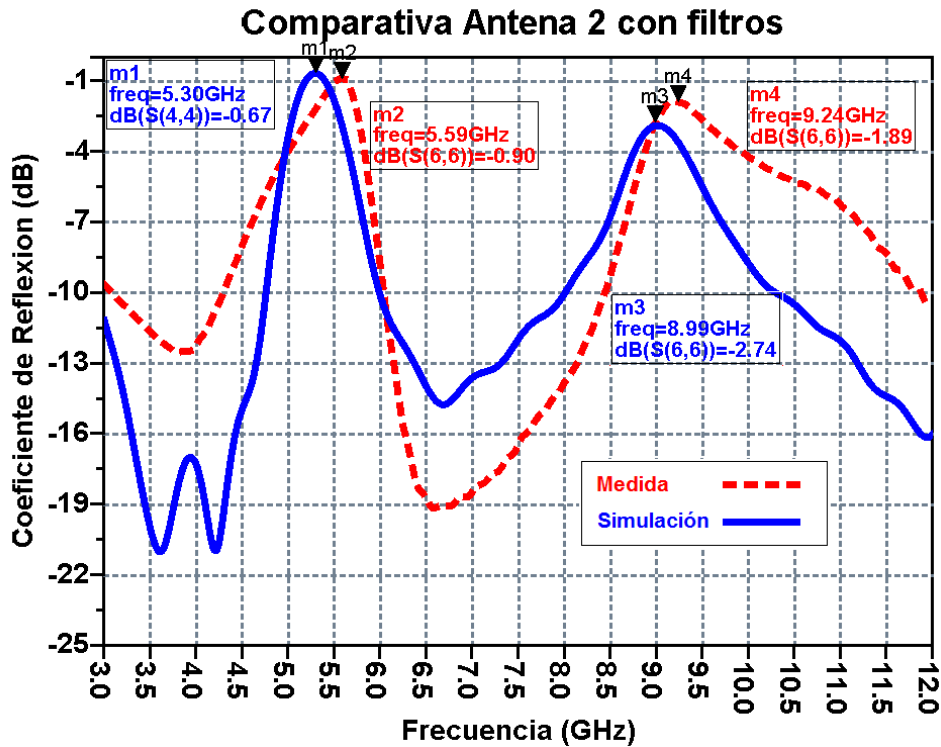


Figura 7.11: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 2 con filtros.

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) simulada se extiende desde los 2.95 GHz hasta más de 12 GHz. La medida presenta un comportamiento similar, pero los filtros presentan alguna variación:

- Banda de frecuencias 5 GHz - 6 GHz
 - Simulación
 - Banda real: 4.8 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -0.66 dB
 - Medida
 - Banda real: 4.3 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -0.9 dB
- Banda de frecuencias superior
 - Simulación
 - Banda real: 8 GHz - 10.3 GHz
 - Rechazo: -2.67 dB
 - Medida
 - Banda real: 8.4 GHz - 11.9 GHz
 - Rechazo: -1.89 dB

Los cambios en el segundo filtro no son demasiado importantes: ha mejorado el rechazo y la banda ha aumentado, aunque lo deseable es siempre que la medida sea lo más parecida posible a la simulación. En el primer filtro la banda ha aumentado, pasando a comenzar a 4.3 GHz. Es un ancho de banda excesivo, pues la banda que debe rechazarse, como ya se ha comentado en varias ocasiones, ha de estar comprendida entre 5 GHz y 6 GHz.

7.4. Antena 3: Mickey Mouse Like Microstrip UWB Antenna

En este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones llevadas a cabo durante el diseño de la Antena 3 en el apartado 5.4 de esta memoria y los resultados obtenidos tras su construcción y medida. En la Figura 7.12 se presentan la parte superior e inferior de la antena.



(a) Parte superior, Antena 3.

(b) Parte inferior, Antena 3.

Figura 7.12: Fotografía Antena 3 diseñada y construida.

En la Figura 7.13 se presentan el coeficiente de reflexión medido y el simulado. La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10dB$) simulada se extiende desde se extiende desde los 2.6 GHz hasta algo más de 11 GHz. La medida presenta un comportamiento similar, pero los filtros vuelven a presentar variaciones significativas:

- Banda de frecuencias 5 GHz - 6 GHz
 - Simulación
 - Banda real: 5 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1.32 dB
 - Medida
 - Banda real: 4.4 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1.54 dB
- Banda de frecuencias superior
 - Simulación
 - Banda real: 8.6 GHz - 10.6 GHz
 - Rechazo: -1.86 dB
 - Medida
 - Banda real: 9.2 GHz - 10.6 GHz
 - Rechazo: -1.81 dB

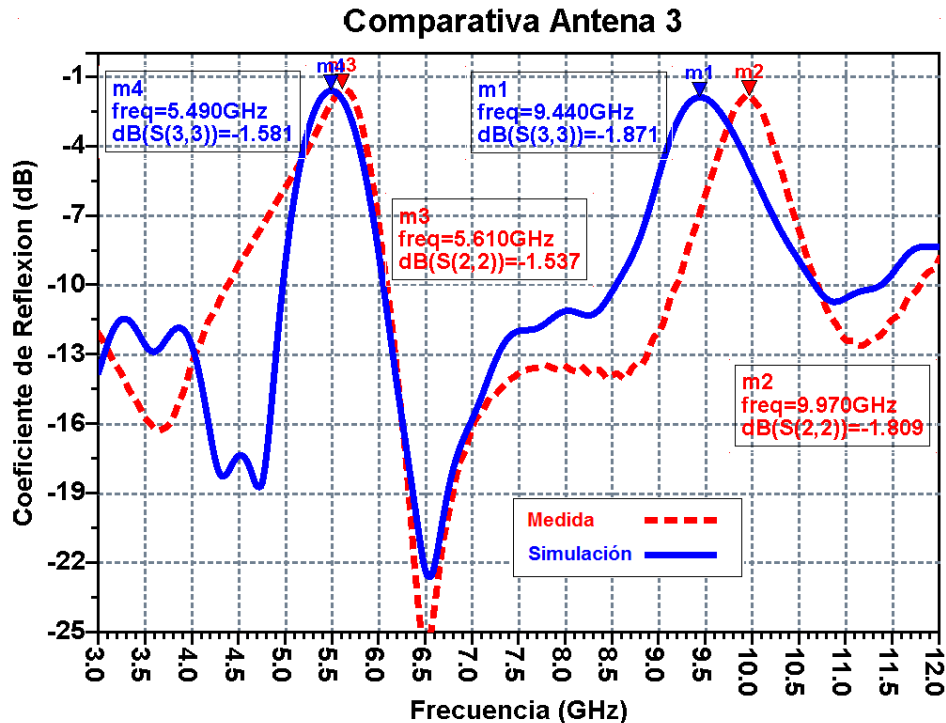
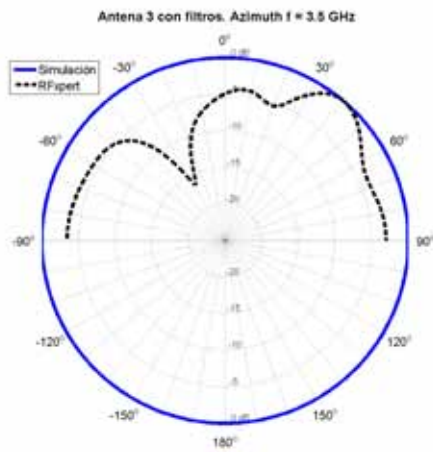


Figura 7.13: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 3.

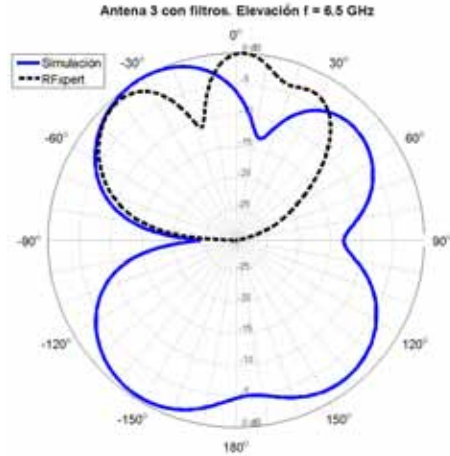
Recuérdese que esta antena es una versión en microstrip de la presentada en el apartado anterior. Como se observa en este diseño, se ha producido de nuevo el ensanchamiento del primer filtro. Esto es bastante lógico, ya que el filtro no ha variado. En el segundo se ha producido un

estrechamiento de la banda de 400 MHz, con el desplazamiento de la frecuencia central de 9.4 GHz a 9.97 GHz.

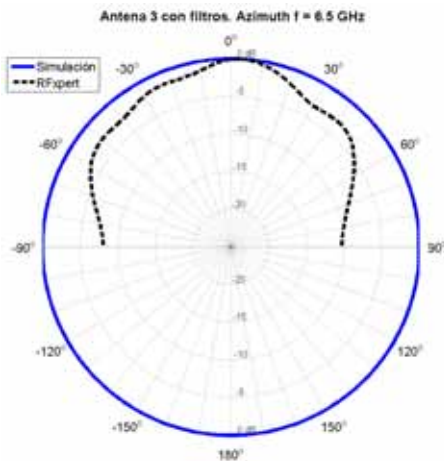
En la Figura 7.14 se presentan los diagramas de radiación de la antena medida con el sistema *RFxpert* a las frecuencias $f=3.5$ GHz (Figuras 7.14a y 7.14b), $f=6.5$ GHz (Figuras 7.14c y 7.14d) y $f=8.5$ GHz (Figuras 7.14e y 7.14f).



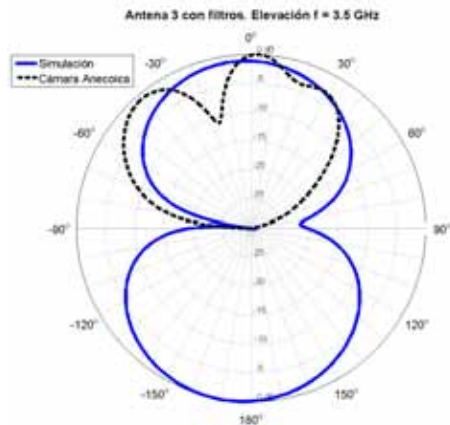
(a) Azimuth $f = 3.5$ GHz



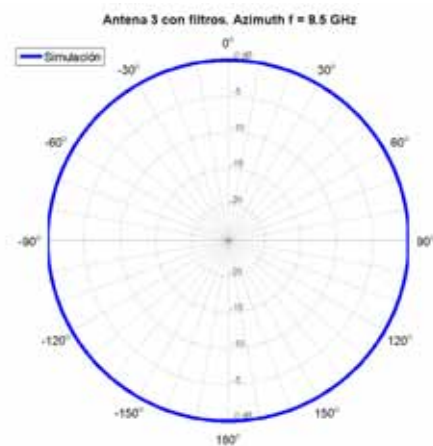
(b) Elevación $f = 3.5$ GHz



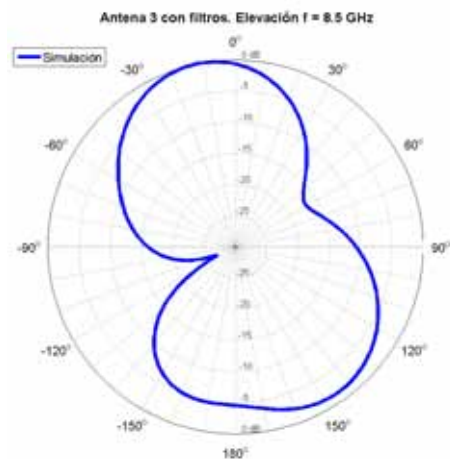
(c) Azimuth $f = 6.5$ GHz



(d) Elevación $f = 6.5$ GHz



(e) Azimuth $f = 8.5$ GHz

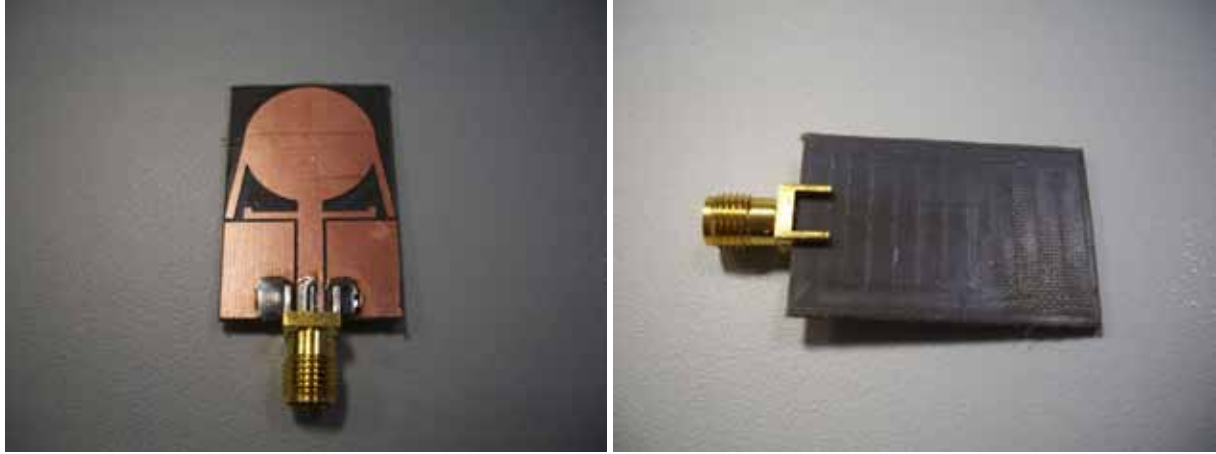


(f) Elevación $f = 8.5$ GHz

Figura 7.14: Diagramas de radiación de Antena 3 diseñada y construida con filtros.

7.5. Antena 4: *Band Limited UWB Antenna*

En este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones llevadas a cabo durante el diseño de la Antena 4 en el apartado 5.5 de esta memoria y los resultados obtenidos tras su construcción y medida. En la Figura 7.15 se presentan la parte superior e inferior de la antena.



(a) Parte superior, Antena 4.

(b) Parte inferior, Antena 4.

Figura 7.15: Fotografía Antena 4 diseñada y construida.

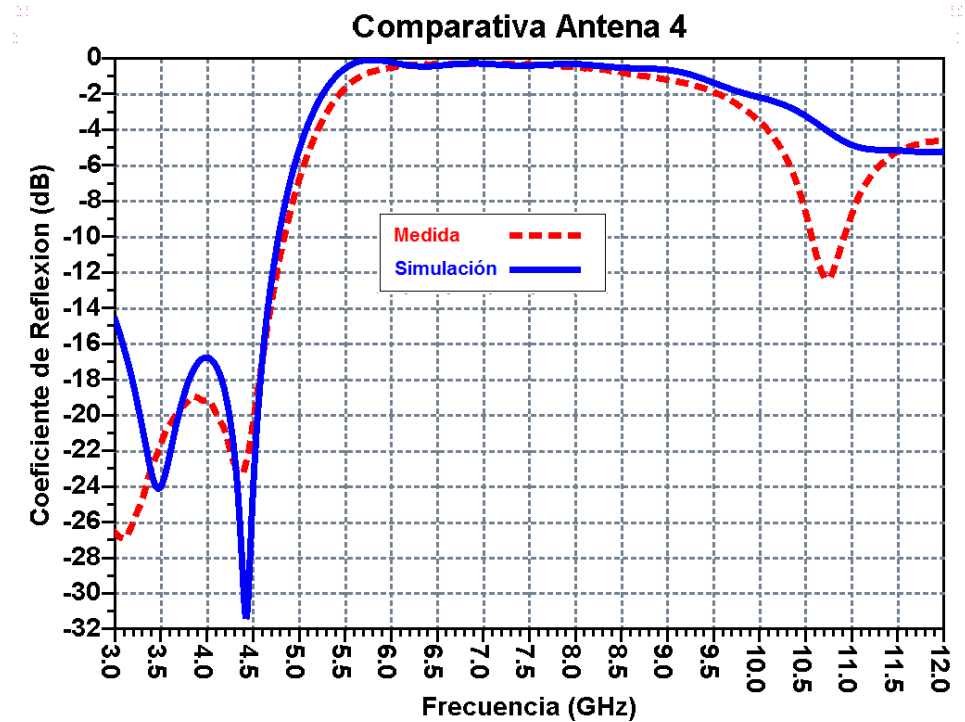


Figura 7.16: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 4.

La banda de trabajo ($|S_{11}| < -10\text{dB}$) se extiende desde algo menos 3 GHz hasta aproximadamente 4.8 GHz, tanto en la simulación como en la medida. Por otro lado y como ya se comentó, era necesario rechazar el resto de canales OFDM presentados en 4.5, es decir, la banda comprendida entre 4,752 GHz y 10,56 GHz. La medida coincide con la simulación en toda la banda de rechazo, excepto en el rango de frecuencias comprendido entre 10 GHz y 11.5 GHz en el que se produce una pequeña resonancia que disminuye el rechazo.

En la Figura 7.17 se presentan los diagramas de radiación de la Antena 4 diseñada y construida para la frecuencia de 3.5 GHz. No tiene sentido presentar diagramas de radiación a frecuencias superiores, ya que en esta antena se rechazan las frecuencias superiores a 4.8 GHz.

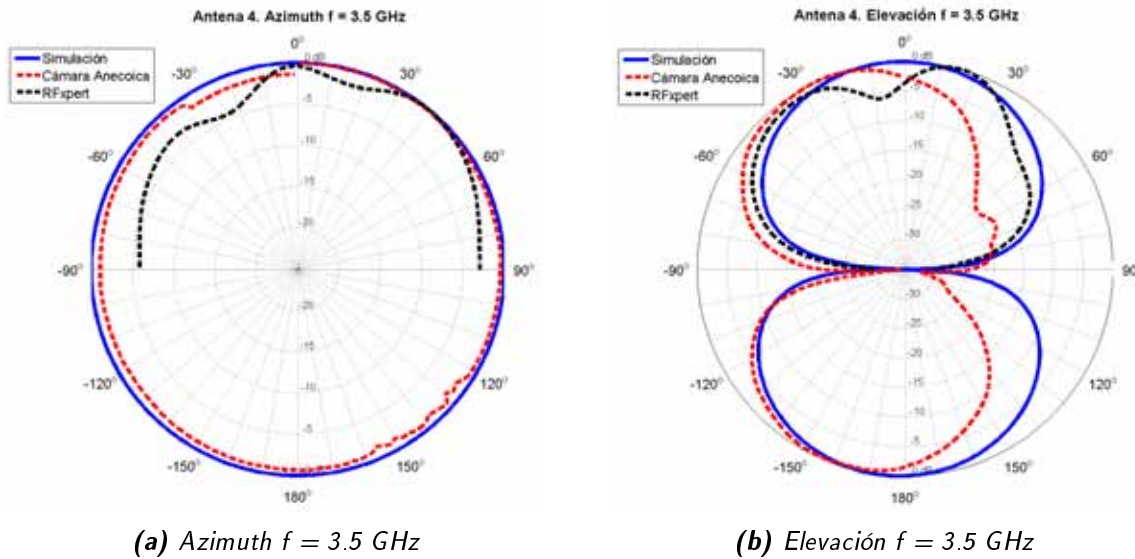
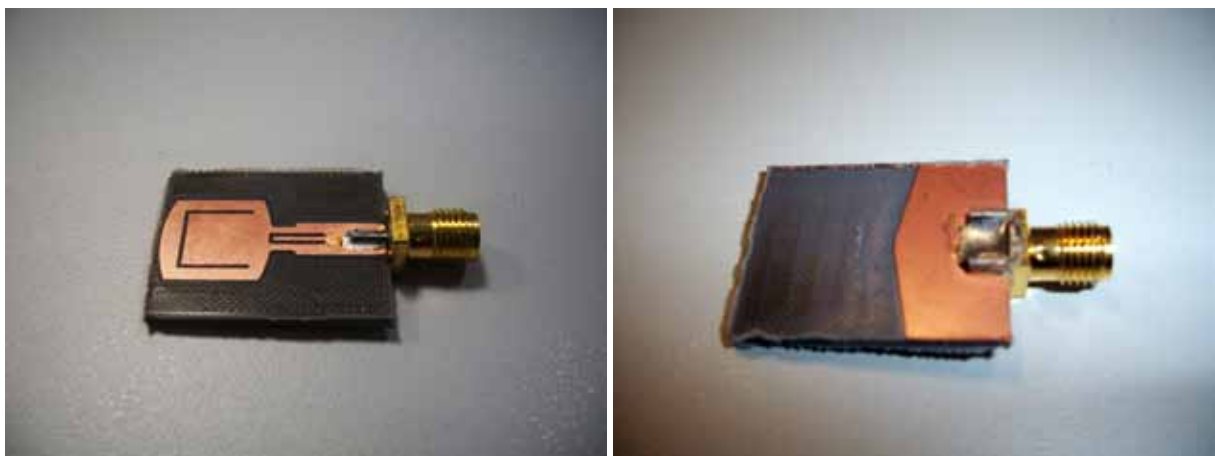


Figura 7.17: Diagramas de radiación de Antena 4 diseñada y construida sin filtros.

7.6. Antena 5: Antena cuasi-elíptica

En este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones llevadas a cabo durante el diseño de la Antena 5 en el apartado 5.6 de esta memoria y los resultados obtenidos tras su construcción y medida. En la Figuras 7.18 y 7.21 se presentan la parte superior e inferior de las antenas diseñadas. Recuérdese que se realizaron dos diseños: el primero de ellos alimentado con microstrip con una sección adaptadora y un segundo adaptado con *taper*.

7.6.1. Diseño 1



(a) Parte superior, Antena 5, diseño 1.

(b) Parte inferior, Antena 5, diseño 1.

Figura 7.18: Fotografía Antena 5 diseñada y construida. Diseño 1.

En la Figura 7.19 se presentan el coeficiente de reflexión medido y el simulado. La banda de trabajo ($|S_{11}| < -10dB$) simulada se extiende desde los 3.1 GHz hasta algo más de 12 GHz. En el caso de la medida, la banda inferior comienza en 4.3 GHz. Esto sucedió ya en la medida de la Antena 1 (véase 7.2). En este caso no se realizó una segunda medida con los cables fabricados en la propia EPS. En cuanto al comportamiento de los filtros:

- Banda de frecuencias 5 GHz - 6 GHz
 - Simulación
 - Banda real: 5.1 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1.4 dB
 - Medida
 - Banda real: 5.1 GHz - 5.8 GHz
 - Rechazo: -1.8 dB
- Banda de frecuencias superior
 - Simulación
 - Banda real: 8.3 GHz - 10.8 GHz
 - Rechazo: -1.5 dB
 - Medida
 - Banda real: 7 GHz - 10.5 GHz
 - Rechazo: -1.55 dB

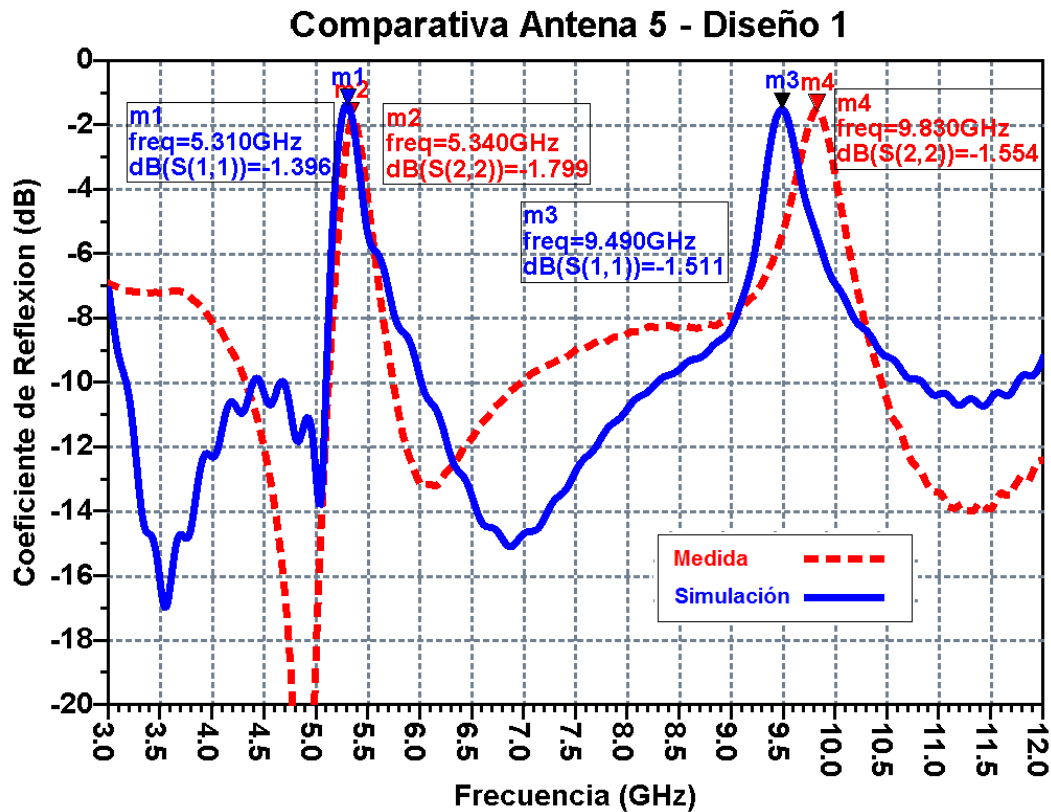
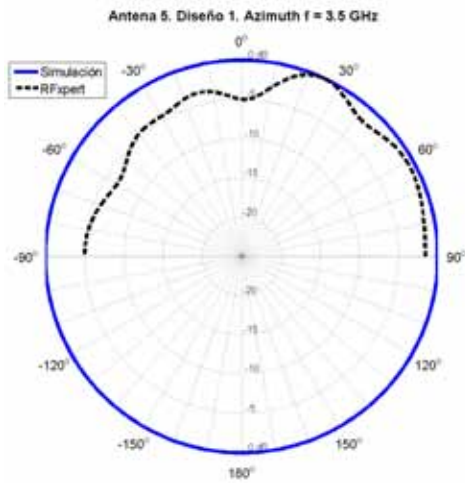
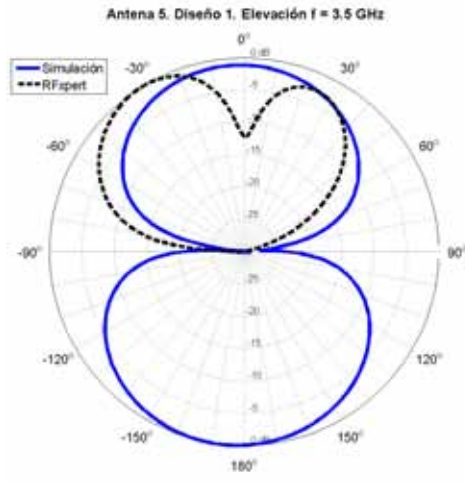


Figura 7.19: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 5, diseño 1.

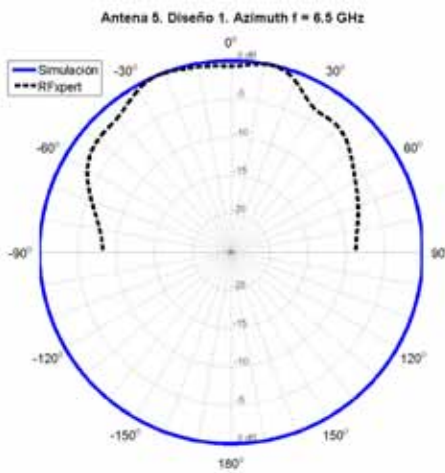
En la Figura 7.20 se presentan los diagramas de radiación de la antena simulada y medida a las frecuencias $f=3.5$ GHz (Figuras 7.20a y 7.20b), $f=6.5$ GHz (Figuras 7.20c y 7.20d) y $f=8.5$ GHz (Figuras 7.20e y 7.20f).



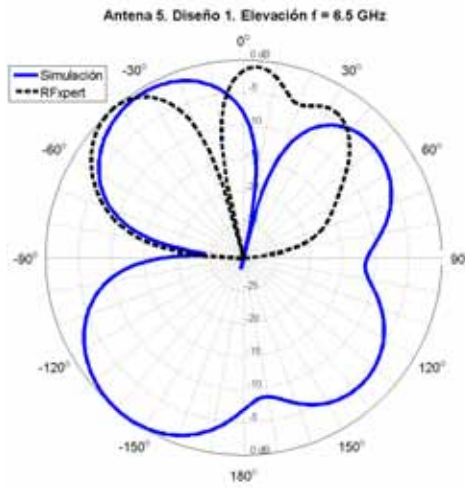
(a) Azimuth $f = 3.5$ GHz



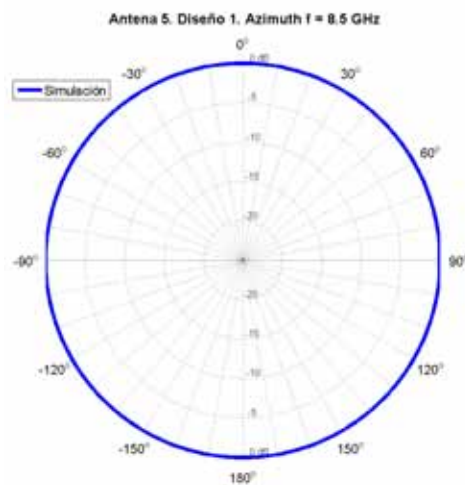
(b) Elevación $f = 3.5$ GHz



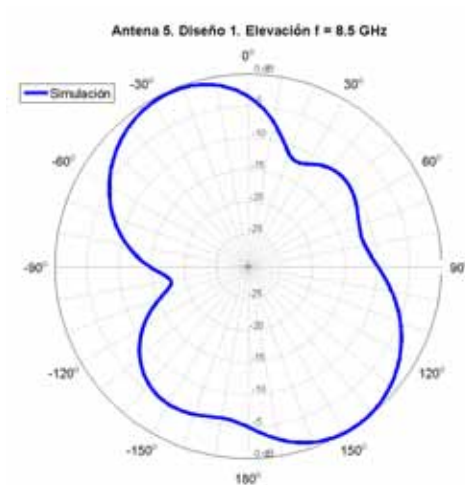
(c) Azimuth $f = 6.5$ GHz



(d) Elevación $f = 6.5$ GHz



(e) Azimuth $f = 8.5$ GHz



(f) Elevación $f = 8.5$ GHz

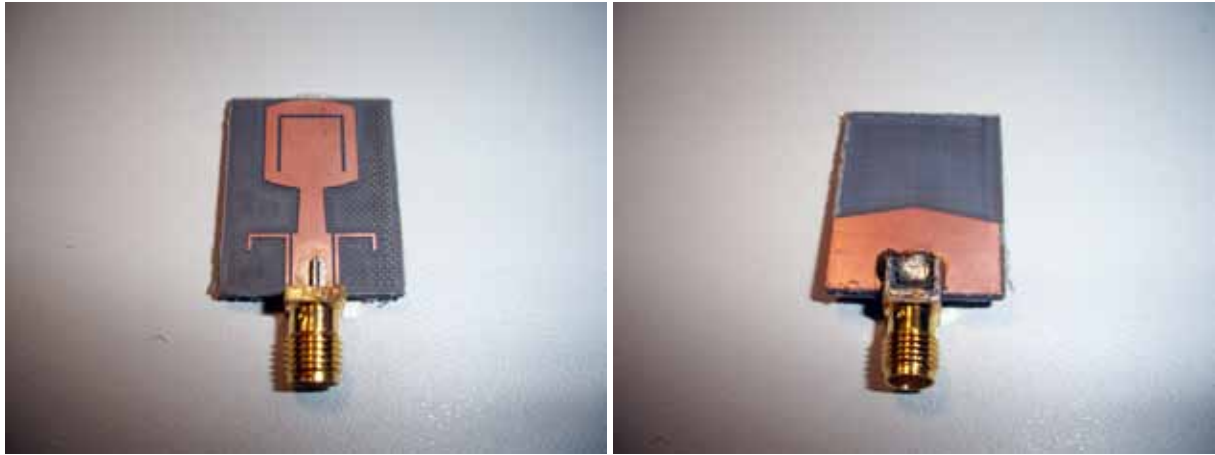
Figura 7.20: Diagramas de radiación de Antena 5. Diseño 1.

Recuérdese que con el sistema de medida RFXpert sólo se puede medir hasta 6 GHz, por lo que la curva de medida presentada en las Figuras 7.20e y 7.20f corresponde a 6 GHz.

En general se puede concluir que los resultados obtenidos tras la construcción de este diseño no son buenos. Y es que aunque no se tenga el hecho de que el comienzo de la banda de trabajo está en torno a 4.3 GHz (cuando se esperaba en 3.1 GHz), la asimetría del segundo filtro provoca una mala reflexión en la banda comprendida entre 7 GHz y 8.3 GHz.

Con este diseño se pretendía rediseñar la antena cuasi-elíptica presentada en [1], disminuyendo el tamaño total de la misma y mejorando el rechazo de los filtros utilizando un sustrato con menos pérdidas. Además, se pretendía evitar el desplazamiento en frecuencias en ambos filtros producido en la antena construida con respecto a la simulada añadiendo para ello el conector a la simulación. Se ha conseguido disminuir el tamaño (a costa de empeorar el coeficiente de reflexión) y mejorar el rechazo de los filtros con el material utilizado. Sin embargo, todavía se sigue produciendo el desplazamiento de frecuencias en el filtro de la banda superior. Compárese la Figura 7.19 con la Figura 5.59.

7.6.2. Diseño 2



(a) Parte superior, Antena 5, diseño 2.

(b) Parte inferior, Antena 5, diseño 2.

Figura 7.21: Fotografía Antena 5 diseñada y construida. Diseño 2.

En la Figura 7.22 se presentan el coeficiente de reflexión medido y el simulado.

La banda de trabajo ($|s_{11}| < -10dB$) simulada se extiende desde se extiende desde los 3.15 GHz hasta más de 12 GHz. En el caso de la medida, la banda inferior comienza en 4.5 GHz, al igual que ha ocurrido con el diseño 1.

En cuanto al comportamiento de los filtros:

- Banda de frecuencias 5 GHz - 6 GHz
 - Simulación
 - Banda real: 5.1 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1.5 dB
 - Medida
 - Banda real: 5.1 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1.7 dB

- Banda de frecuencias superior
 - Simulación
 - Banda real: 8.3 GHz - 10 GHz
 - Rechazo: -1.96 dB
 - Medida
 - Banda real: 8 GHz - 10 GHz
 - Rechazo: -2.16 dB

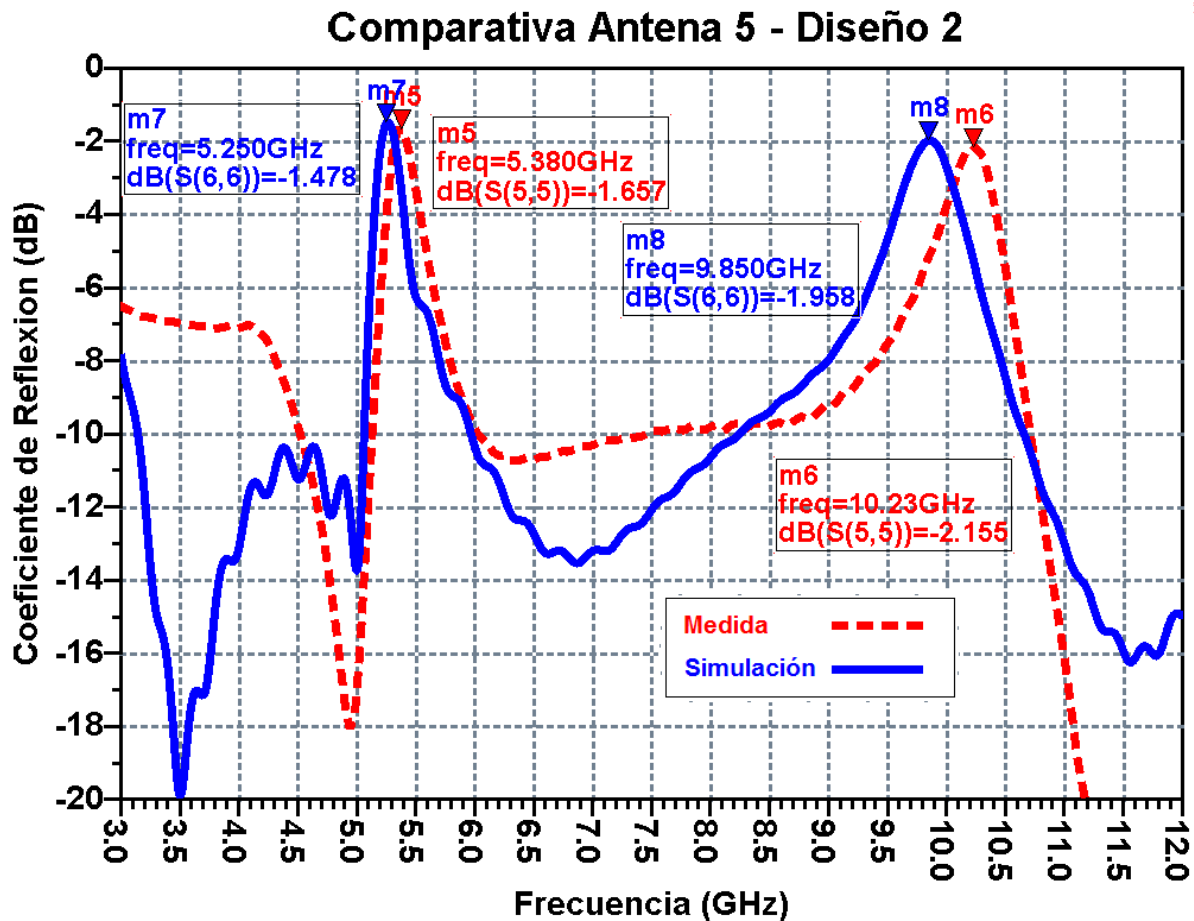
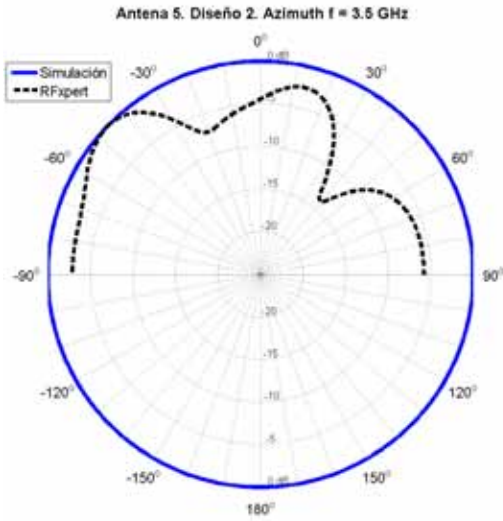


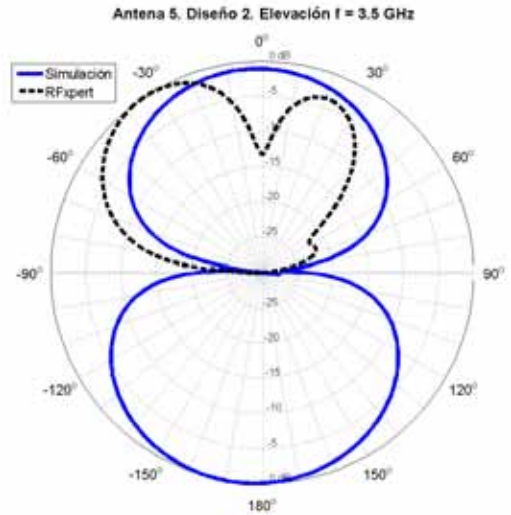
Figura 7.22: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 5, diseño 2.

Con este diseño se pretendía exactamente lo mismo que con el anterior. En este caso se ha conseguido también disminuir el tamaño y mejorar el rechazo de los filtros con el material utilizado. El desplazamiento en frecuencia de los filtros se produce, aunque en menor medida, y la reflexión es aceptable.

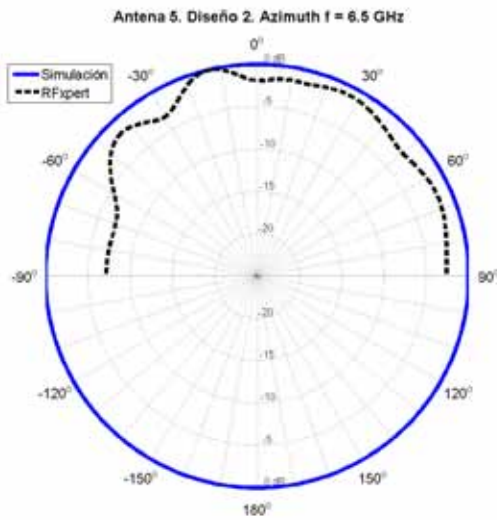
En la Figura 7.23 se presentan los diagramas de radiación de la antena simulada y medida a las frecuencias $f=3.5$ GHz (Figuras 7.23a y 7.23b), $f=6.5$ GHz (Figuras 7.23c y 7.23d) y $f=8.5$ GHz (Figuras 7.23e y 7.23f). Recuerdese que con el sistema de medida RFXpert sólo se puede medir hasta 6 GHz, por lo que la curva de medida presentada en las Figuras 7.23e y 7.23f corresponde a 6 GHz.



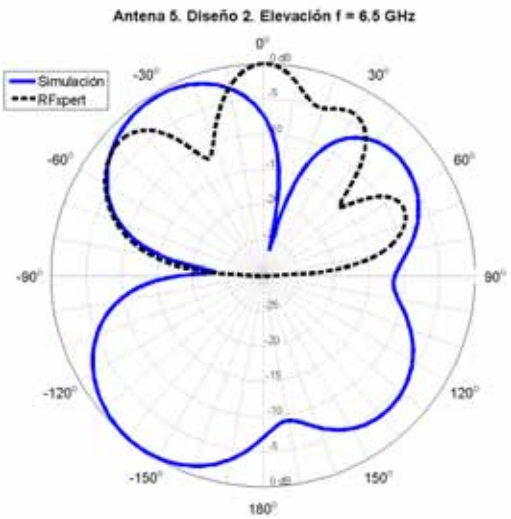
(a) Azimuth $f = 3.5$ GHz



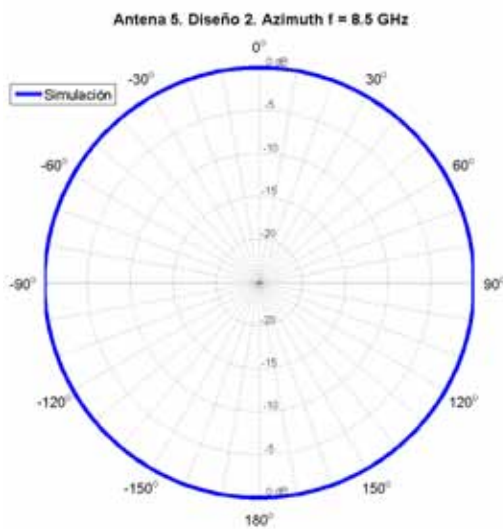
(b) Elevación $f = 3.5$ GHz



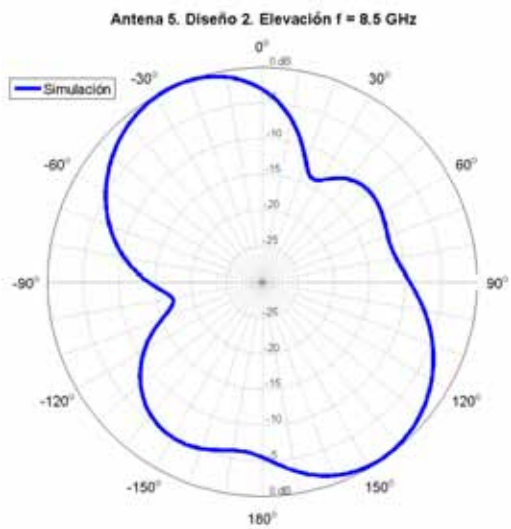
(c) Azimuth $f = 6.5$ GHz



(d) Elevación $f = 6.5$ GHz



(e) Azimuth $f = 8.5$ GHz



(f) Elevación $f = 8.5$ GHz

Figura 7.23: Diagramas de radiación de Antena 5. Diseño 2.

7.7. Antena 6: Antena Fractal

En este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones llevadas a cabo durante el diseño de la Antena 6 en el apartado 5.7 de esta memoria y los resultados obtenidos tras su construcción y medida.

7.7.1. Sin filtros

En la Figura 7.24 se presenta fotografías de la parte superior e inferior de la antena sin filtros.



(a) Parte superior, Antena 6 sin filtros.

(b) Parte inferior, Antena 6 sin filtros.

Figura 7.24: Fotografía Antena 6 sin filtros diseñada y construida.

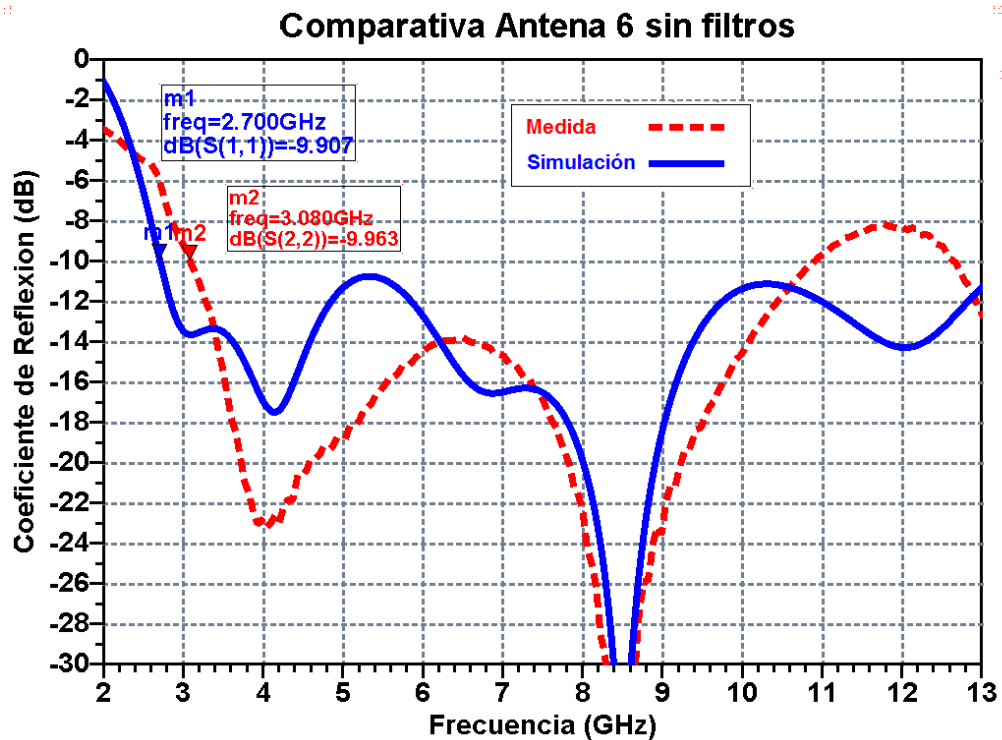


Figura 7.25: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 6 sin filtros.

Como ya se comentó, la banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) simulada se extiende desde los 2.7 GHz hasta más de 13 GHz. En la Figura 7.25 se muestran el coeficiente de reflexión simulado y medido hasta una frecuencia de 13 GHz. Nótese que en el coeficiente de reflexión medido presenta una reflexión mejor en la mayor parte de los puntos de la banda de trabajo, que comienza en 3.1 GHz. En la zona comprendida entre 11 GHz y 12.6 GHz la reflexión está en torno a -8 dB, pero es una zona ya alejada de la frecuencia superior de la banda requerida: 10.6 GHz.

En la Figura 7.26 se presentan los diagramas de radiación de la antena medida en la Cámara Anecoica a las frecuencias $f=3.5$ GHz (Figuras 7.26a y 7.26b) y $f=6.5$ GHz (Figuras 7.26c y 7.26d).

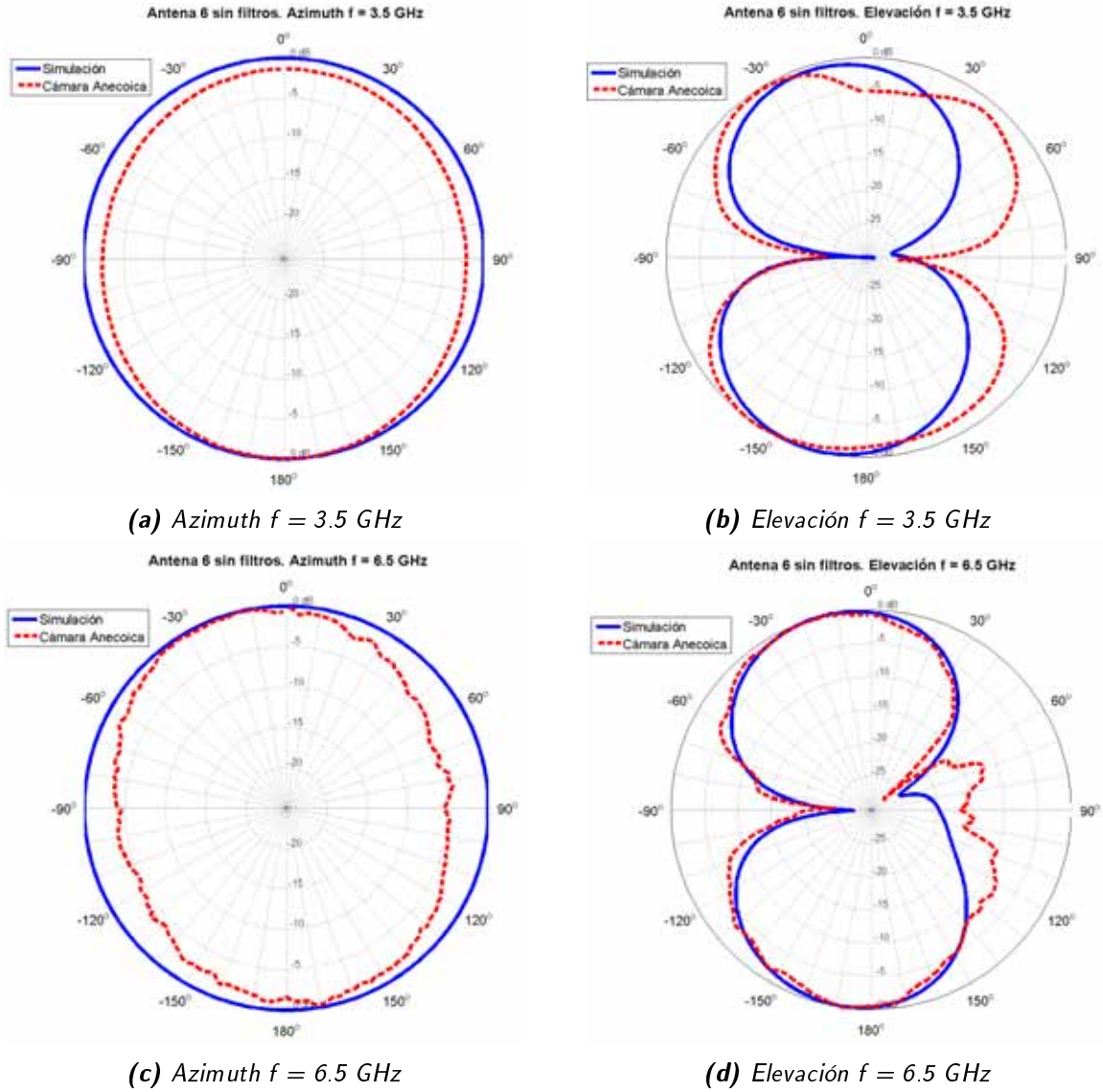


Figura 7.26: Diagramas de radiación de Antena 6 diseñada y construida sin filtros. Frecuencias: 3.5 GHz y 6.5 GHz.

En la Figura 7.27 se presentan los diagramas de radiación de la antena medida a la frecuencia $f=8.5$ GHz (Figuras 7.27a y 7.27b).

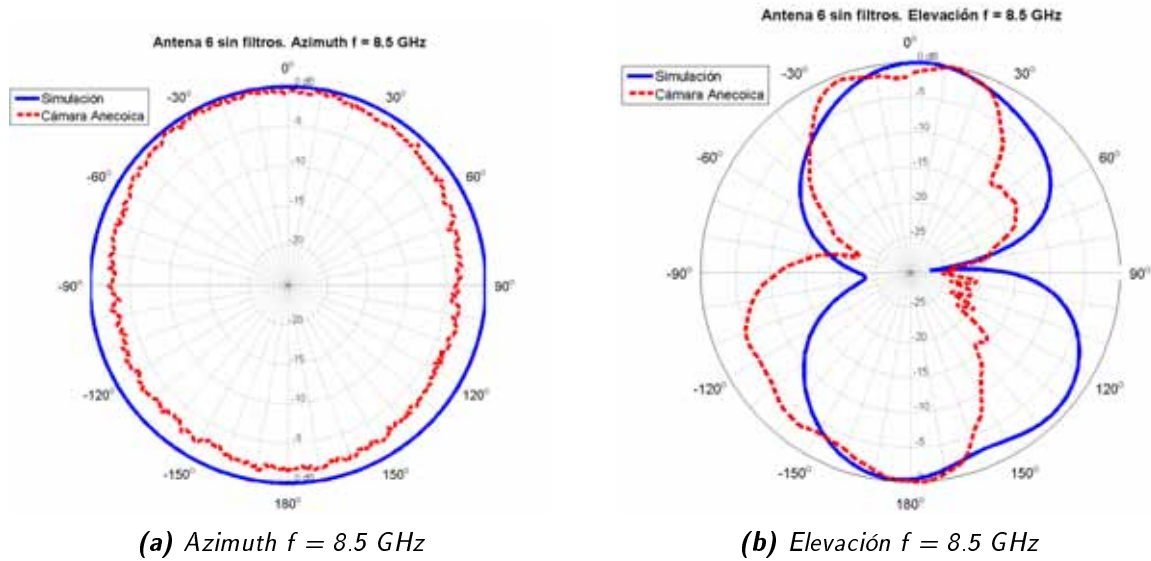
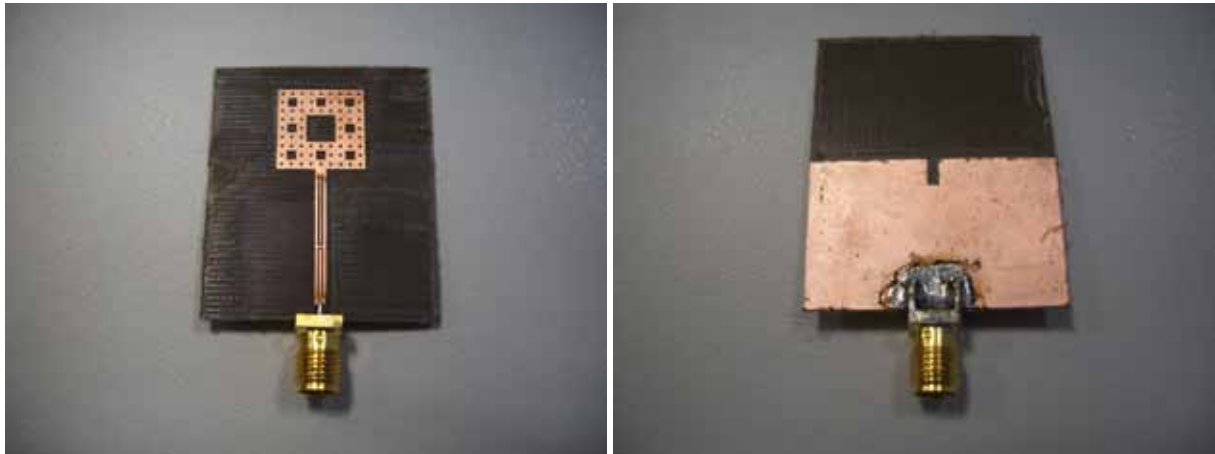


Figura 7.27: Diagramas de radiación de Antena 6 diseñada y construida sin filtros a 8.5 GHz.

7.7.2. Con filtros

En la Figura 7.28 se presenta fotografías de la parte superior e inferior de la antena con filtros.



(a) Parte superior, Antena 6 con filtros.

(b) Parte inferior, Antena 6 con filtros.

Figura 7.28: Fotografía Antena 6 con filtros diseñada y construida.

En la Figura 7.29 se presentan el coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena con filtros. Como ya se comentó en 5.7, la banda de trabajo simulada ($|S_{11}| < -10dB$) de la antena con filtros se extiende desde los 2.78 GHz hasta algo más de 13 GHz, aunque se han medido entre 3 GHz y 12 GHz por representar un rango de frecuencias más extenso del ya requerido en las especificaciones detalladas. La banda de trabajo de la antena construida y medida comienza en torno a los 3.36 GHz. Lo deseable hubiese sido que en el peor de los casos comenzase en 3.1 GHz, pero no es un problema importante. Son únicamente 200 MHz.

En cuanto al comportamiento de los filtros:

- Banda de frecuencias 5 GHz - 6 GHz
 - Simulación
 - Banda real: 5.1 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -0.8 dB
 - Medida
 - Banda real: 5.3 GHz - 6.4 GHz
 - Rechazo: -1.5 dB
- Banda de frecuencias superior
 - Simulación
 - Banda real: 8 GHz - 10 GHz
 - Rechazo: -0.89 dB
 - Medida
 - Banda real: 8.2 GHz - 10.6 GHz
 - Rechazo: -1.3 dB

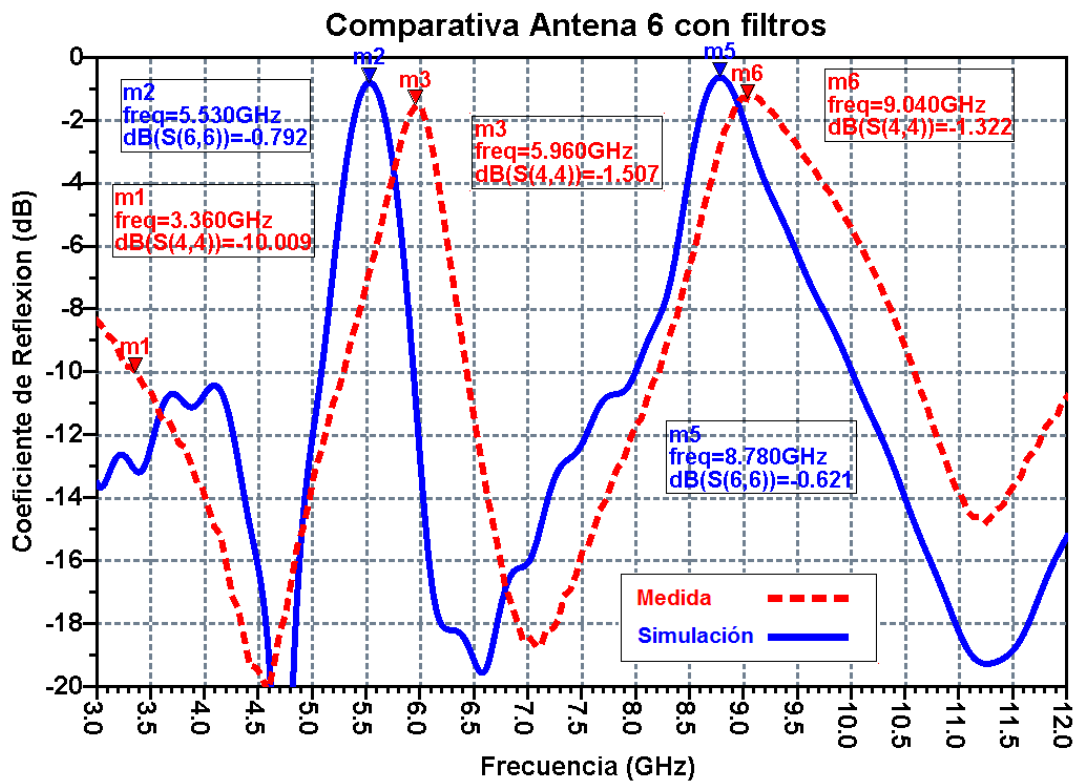


Figura 7.29: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 6 con filtros.

El desplazamiento en frecuencia de los filtros puede deberse al hecho de que las simulaciones se realizan con una constante dieléctrica $\epsilon_r = 2,17$ fija. Esta constante dieléctrica varía con la frecuencia. Si se simula la antena con diferentes parámetros de ϵ_r , se obtienen los resultados que se presentan en la Figura 7.30. Se aprecia como efectivamente, al disminuir la constante dieléctrica la frecuencia central de los filtros se desplaza hacia frecuencias superiores.

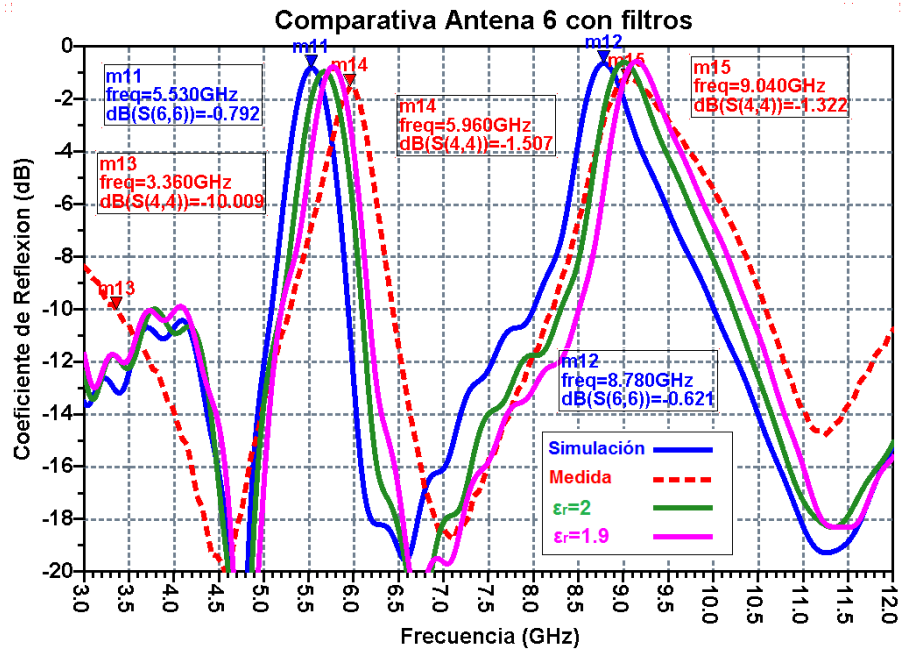


Figura 7.30: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 6 con filtros. Variación de ϵ_r .

Otro aspecto a destacar es que la construcción de antenas en este sustrato de tan poco espesor ha sido bastante complicada. En algunas zonas era realmente difícil para la máquina de fresado eliminar el cobre y se tuvo que pasar la herramienta varias ocasiones. Este hecho unido a que ambos filtros están algo desplazados y siempre es hacia frecuencias superiores hace pensar que el defecto podría también estar influenciado por la construcción.

Si se realiza una nueva simulación de la antena y se supone que el primer filtro ha experimentado un acortamiento de 0.77 mm y el segundo es 0.15 mm más corto que el diseño propuesto, se obtienen los resultados mostrados en la Figura 7.31.

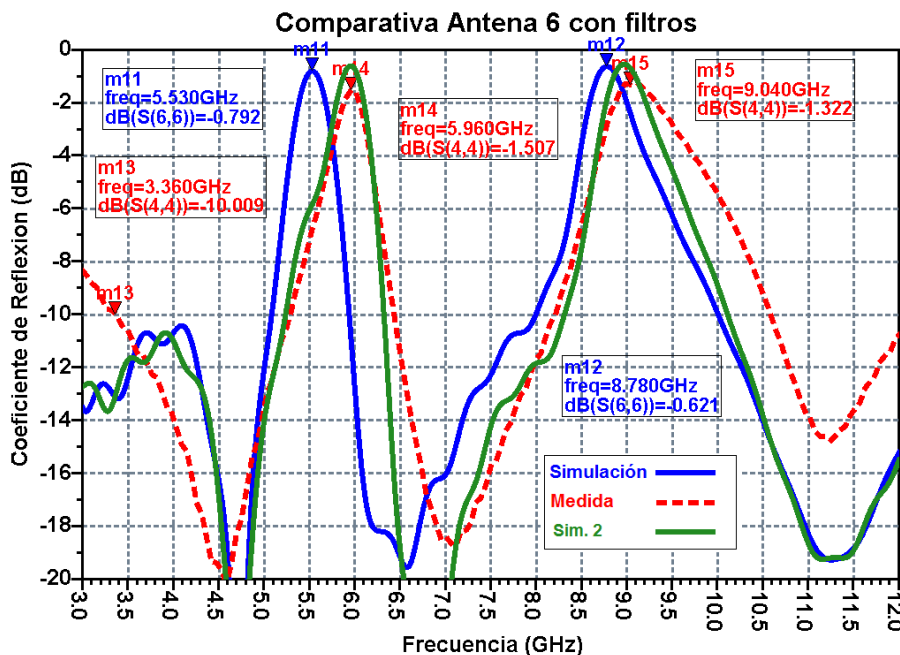


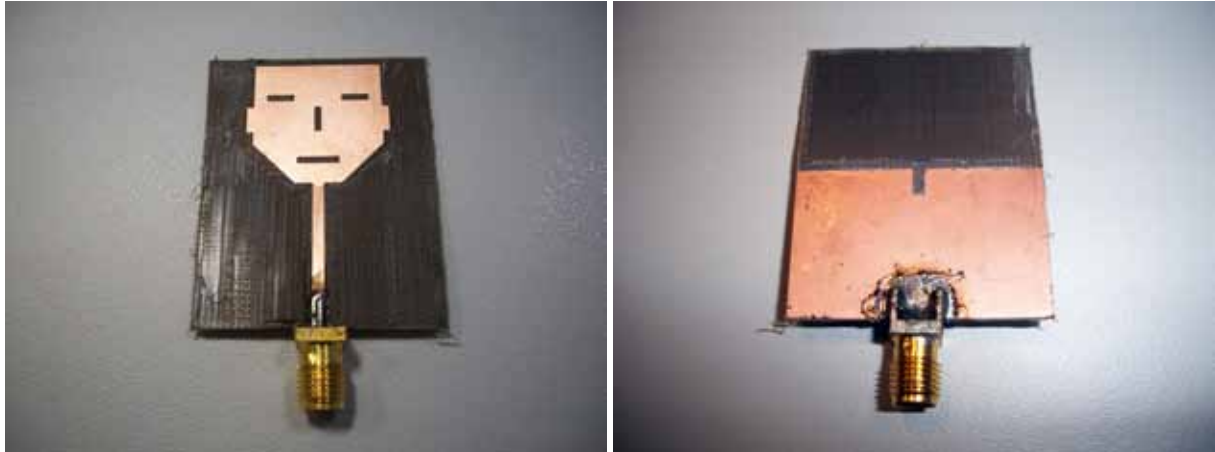
Figura 7.31: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 6 con filtros modificados.

7.8. Antena 7: Robot Like UWB Antenna

En este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones llevadas a cabo durante el diseño de la Antena 7 en el apartado 5.8 de esta memoria y los resultados obtenidos tras su construcción y medida.

7.8.1. Sin filtros

En la Figura 7.32 se presentan la parte superior e inferior de la antena sin filtros.



(a) Parte superior, Antena 7 sin filtro.

(b) Parte inferior, Antena 7 sin filtro.

Figura 7.32: Fotografía Antena 7 sin filtro diseñada y construida.

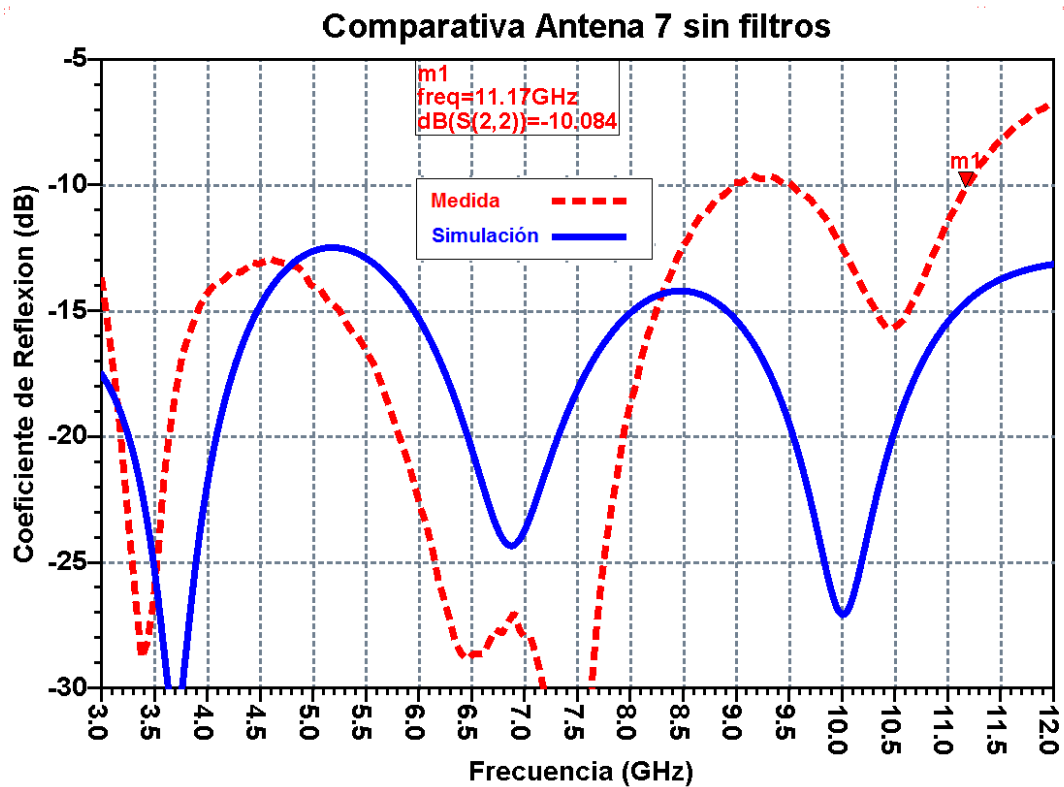


Figura 7.33: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 7 sin filtro.

Como ya se comentó, la banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) de la antenna simulada cubría el conjunto de frecuencias comprendido entre 2 GHz y 18 GHz. En la Figura 7.33 se muestran el coeficiente de reflexión simulado y medido hasta una frecuencia de 13 GHz. El coeficiente de reflexión medido presenta una banda de trabajo comprendida entre algo menos de 3 GHz y 11.1 GHz.

En la Figura 7.34 se presentan los diagramas de radiación de la antenna medida en la Cámara Anecoica a las frecuencias $f=3.5$ GHz (Figuras 7.34a y 7.34b) y $f=6.5$ GHz (Figuras 7.34c y 7.34d).

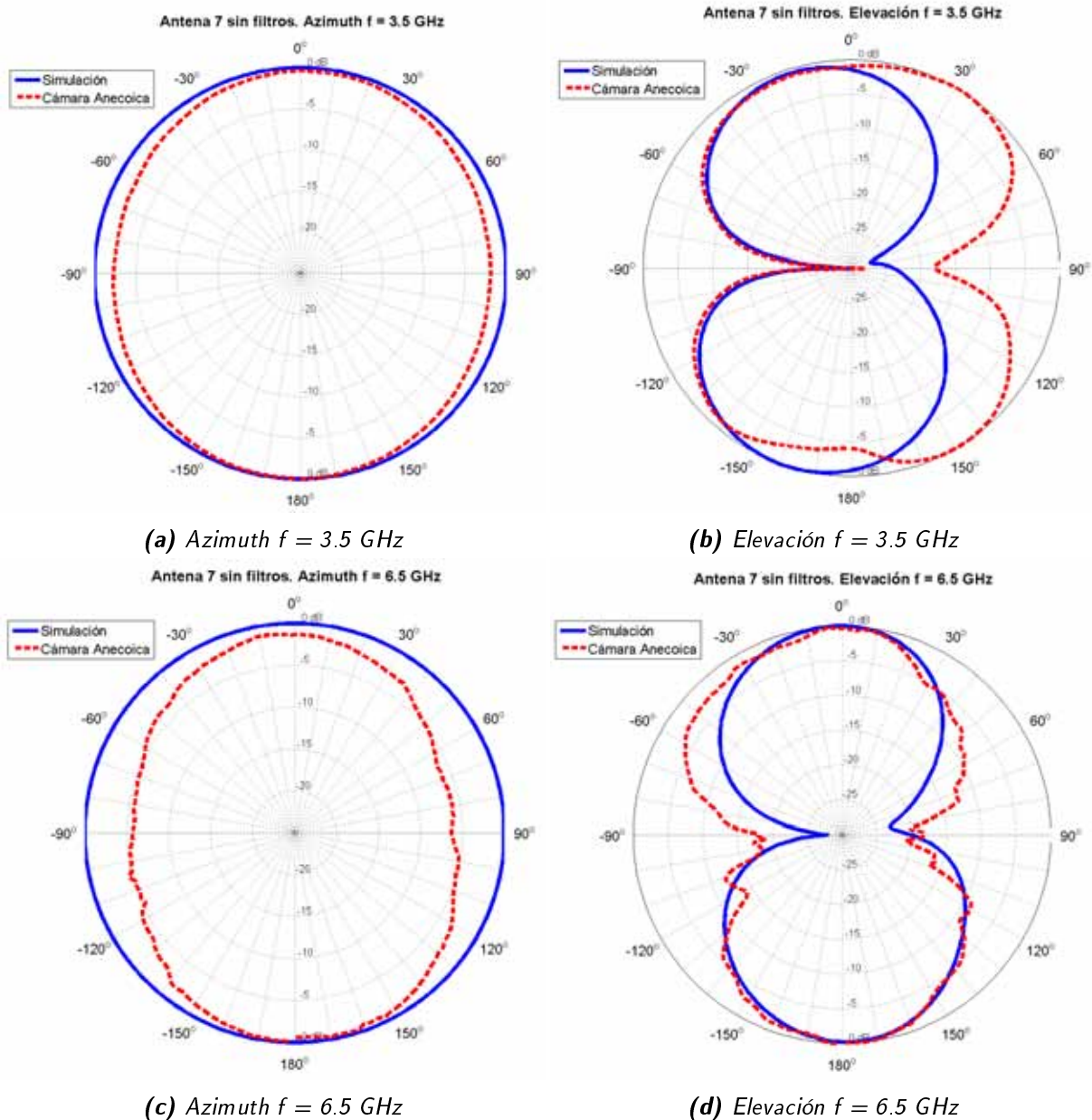


Figura 7.34: Diagramas de radiación de Antena 7 diseñada y construida sin filtros. Frecuencias: 3.5 GHz y 6.5 GHz.

En la Figura 7.35 se presentan los diagramas de radiación de la antena medida a la frecuencia $f=8.5$ GHz (Figuras 7.35a y 7.35b).

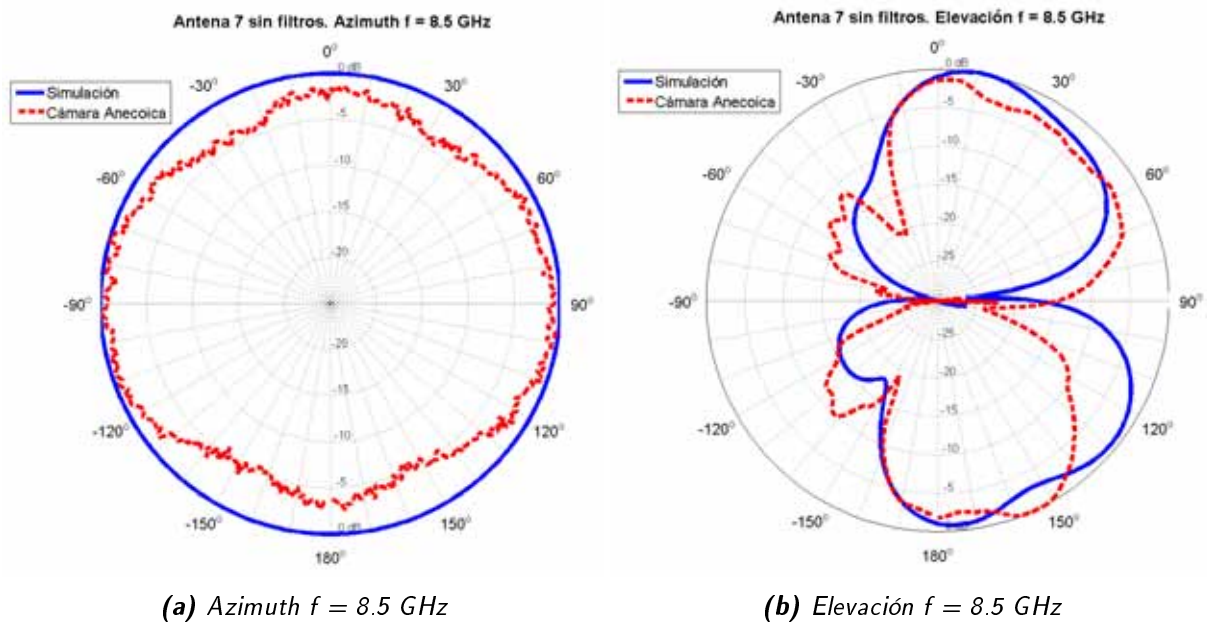


Figura 7.35: Diagramas de radiación de Antena 7 diseñada y construida sin filtros a 8.5 GHz.

7.8.2. Con filtro

En la Figura 7.36 se presenta fotografías de la parte superior e inferior de la antena con filtro.

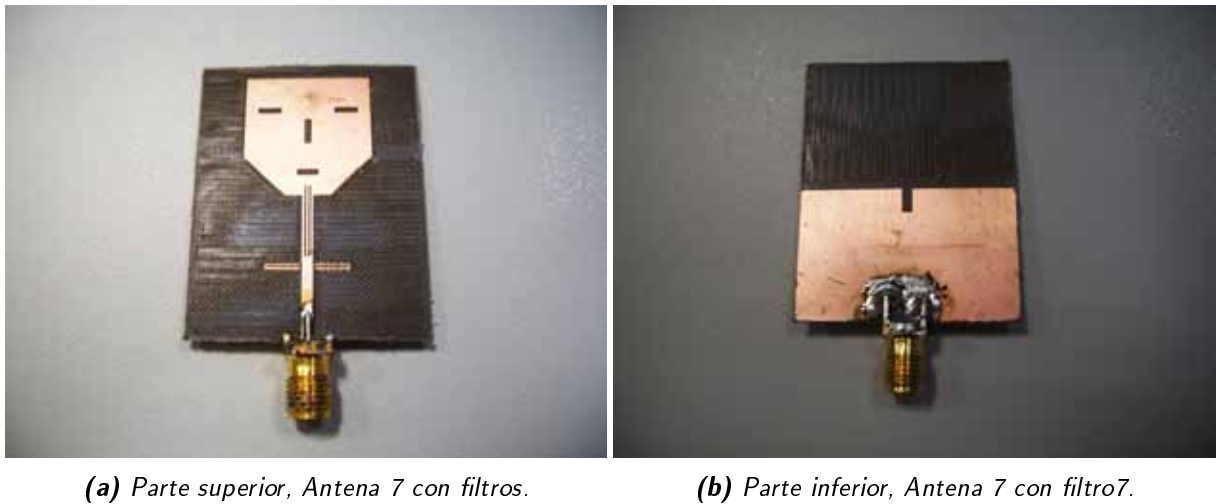


Figura 7.36: Fotografía Antena 7 con filtro diseñada y construida.

En la Figura 7.37 se presentan el coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena con filtro. Como ya se comentó en 5.8, la banda de trabajo simulada ($|s_{11}| < -10dB$) de la antena con filtro se extiende desde 2.3 GHz hasta 15 GHz, aunque se han medido entre 2 GHz y 13 GHz por representar un rango de frecuencias más extenso del ya requerido en las especificaciones detalladas.

La banda de trabajo de la antena construida y medida comienza en torno a los 2.7 GHz.

En cuanto al comportamiento del filtro:

- Banda de frecuencias 5 GHz - 6 GHz
 - Simulación
 - Banda real: 5 GHz - 6 GHz
 - Rechazo: -1 dB
 - Medida
 - Banda real: 5.2 GHz - 6.5 GHz
 - Rechazo: -1.3 dB

Se observa que, al igual que en el caso anterior, se ha producido un desplazamiento de la frecuencia central del filtro en torno a 200 MHz. Las posibles causas son las que se comentaron ya en 7.7.2.

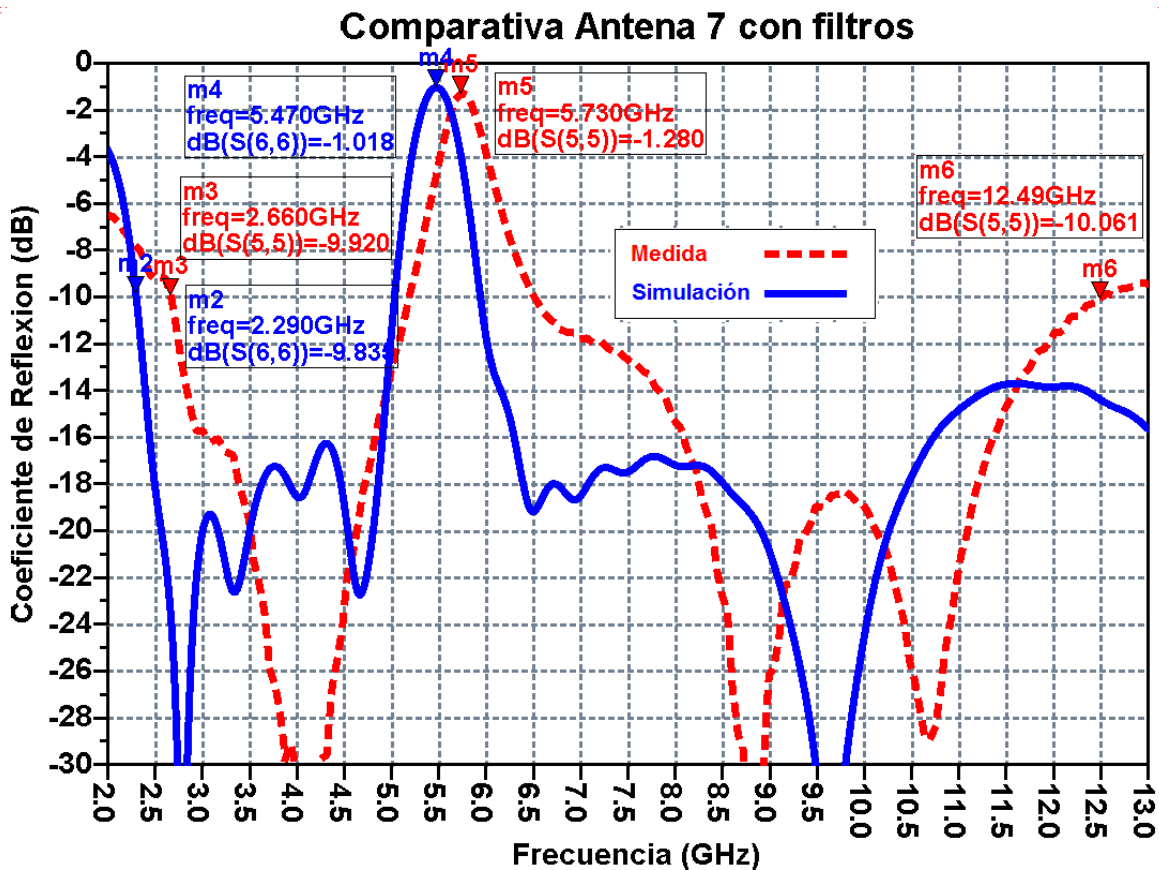
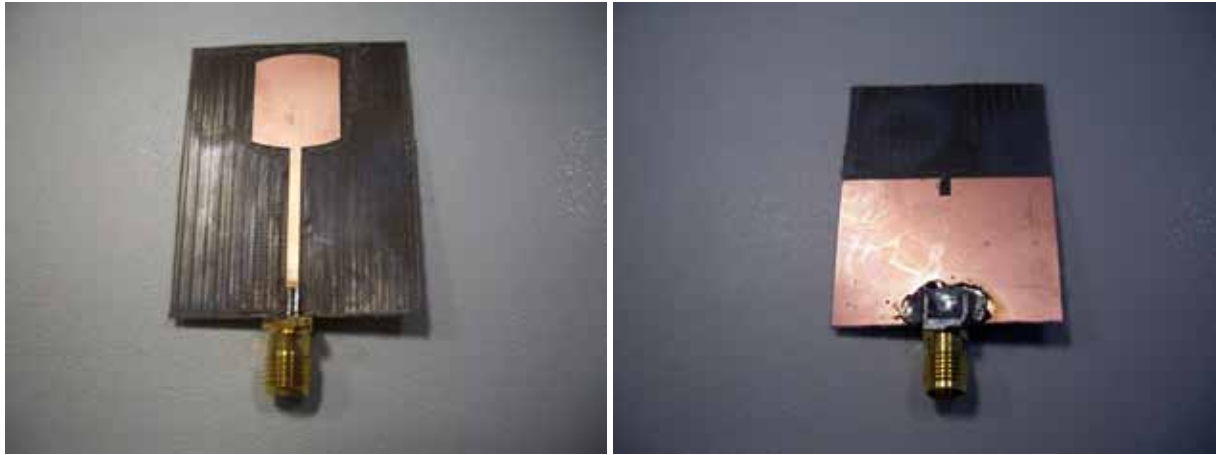


Figura 7.37: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Antena 7 con filtro.

7.9. Elemento unitario del array

En este apartado se presenta una comparativa entre las simulaciones llevadas a cabo durante el diseño del elemento unitario del array en el apartado 6.2 de esta memoria y los resultados obtenidos tras su construcción y medida. En la Figura 7.38 se presentan la parte superior e inferior de la antena.



(a) Parte superior, elemento unitario.

(b) Parte inferior, elemento unitario.

Figura 7.38: Fotografía elemento unitario diseñado y construido.

Como ya se comentó, la banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) simulada se extiende desde los 3 GHz hasta más de 12 GHz. En la Figura 7.39 se muestran el coeficiente de reflexión simulado y medido hasta una frecuencia de 12 GHz. El coeficiente de reflexión medido se encuentra por debajo de -12 dB prácticamente en toda la banda (exceptuando los últimos 500 MHz).

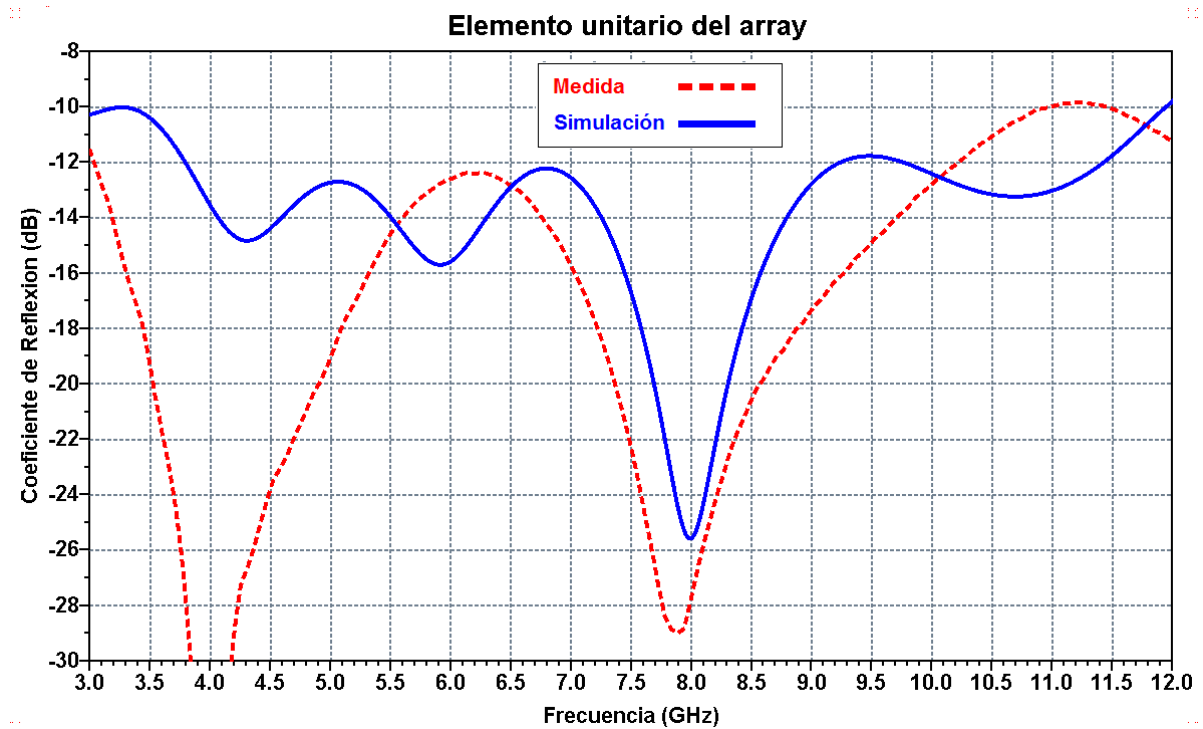
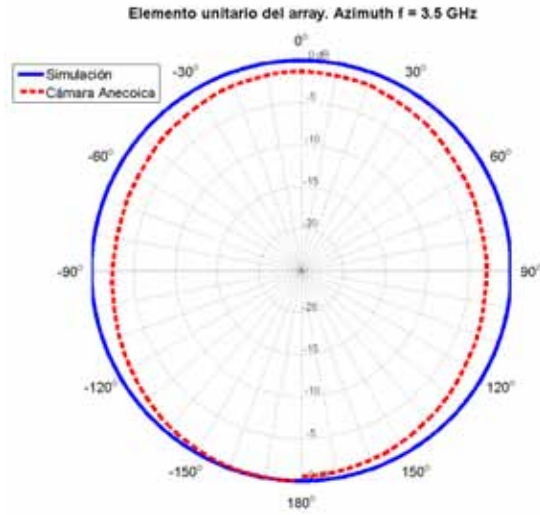
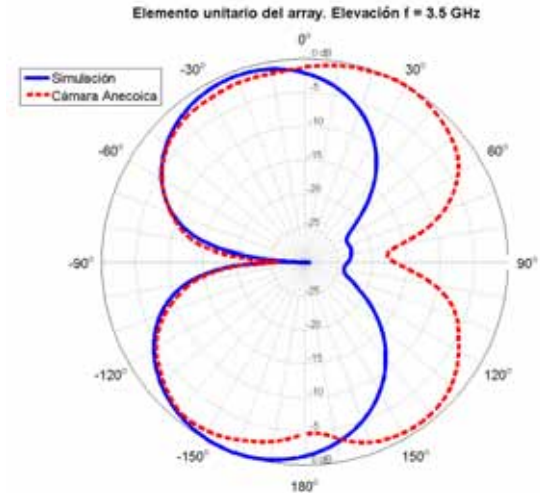


Figura 7.39: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Elemento unitario del array.

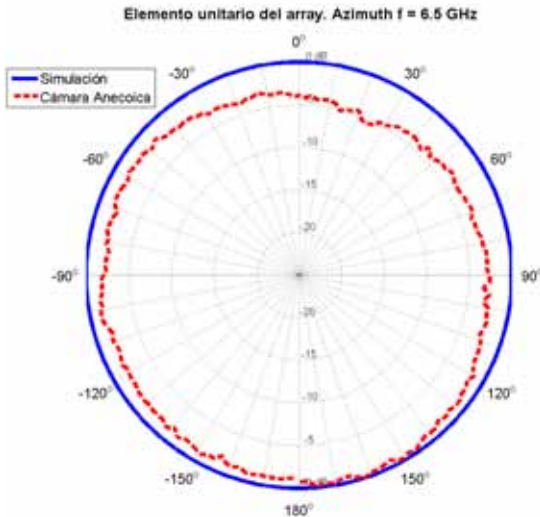
En la Figura 7.40 se presentan los diagramas de radiación de la antena medida en la Cámara Anecoica a las frecuencias $f=3.5$ GHz (Figuras 7.40a y 7.40b), $f=6.5$ GHz (Figuras 7.40c y 7.40d) y $f=8.5$ GHz (Figuras 7.40e y 7.40f).



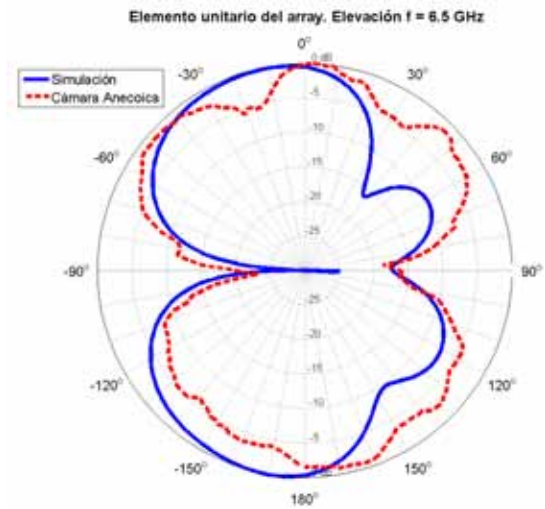
(a) Azimuth $f = 3.5$ GHz



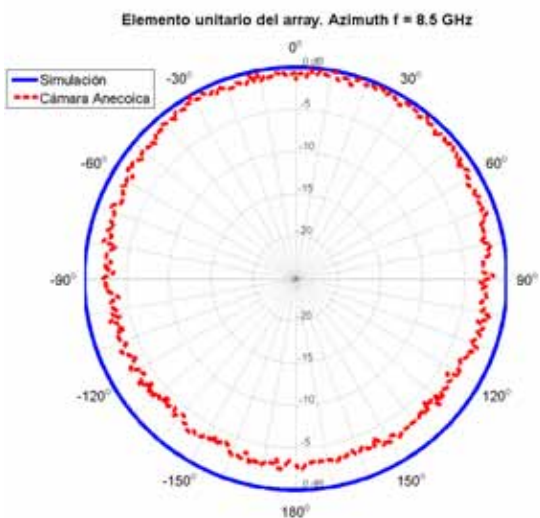
(b) Elevación $f = 3.5$ GHz



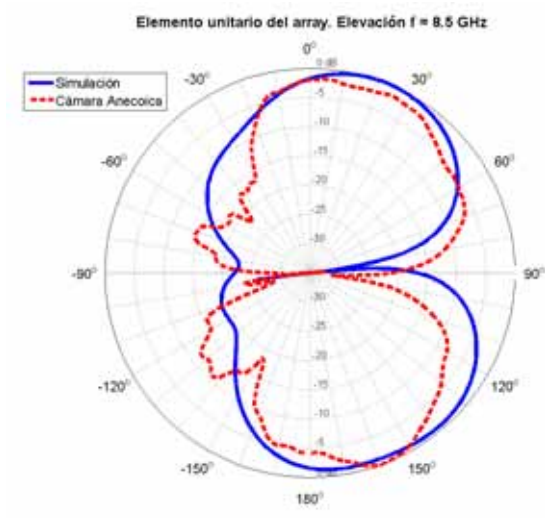
(c) Azimuth $f = 6.5$ GHz



(d) Elevación $f = 6.5$ GHz



(e) Azimuth $f = 8.5$ GHz



(f) Elevación $f = 8.5$ GHz

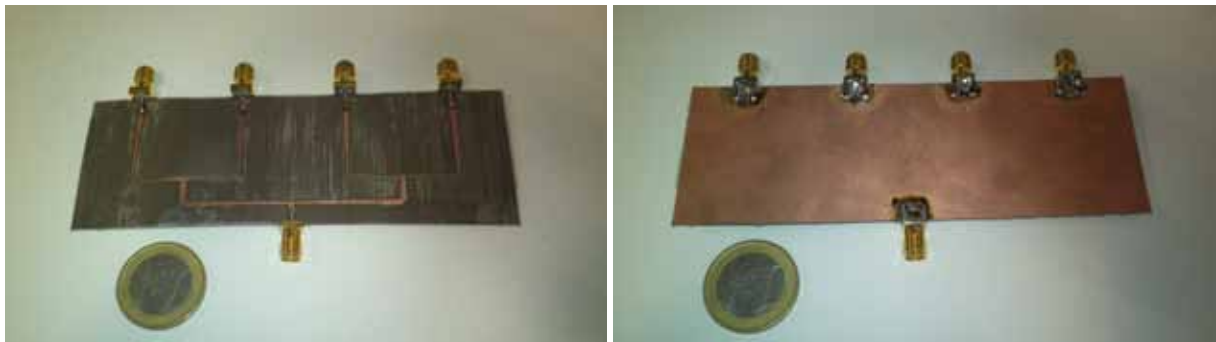
Figura 7.40: Diagramas de radiación del elemento unitario diseñado y construido sin filtros.

7.10. Array UWB

En esta sección se pretende retomar el estudio llevado a cabo en las secciones 6.6.1, 6.6.2 y 6.6.3. Para ello se han construido la red de alimentación y los cuatro elementos de forma independiente para hacer medidas de ambos prototipos y finalmente se han conectado entre sí (véase apartado 7.10.3).

7.10.1. Red de alimentación

En la Figura 7.41 se presentan las fotografías de la partes superior e inferior de la red de alimentación construida y medida.



(a) Parte superior, red de alimentación.

(b) Parte inferior, red de alimentación.

Figura 7.41: Fotografía red de alimentación diseñada y construida.

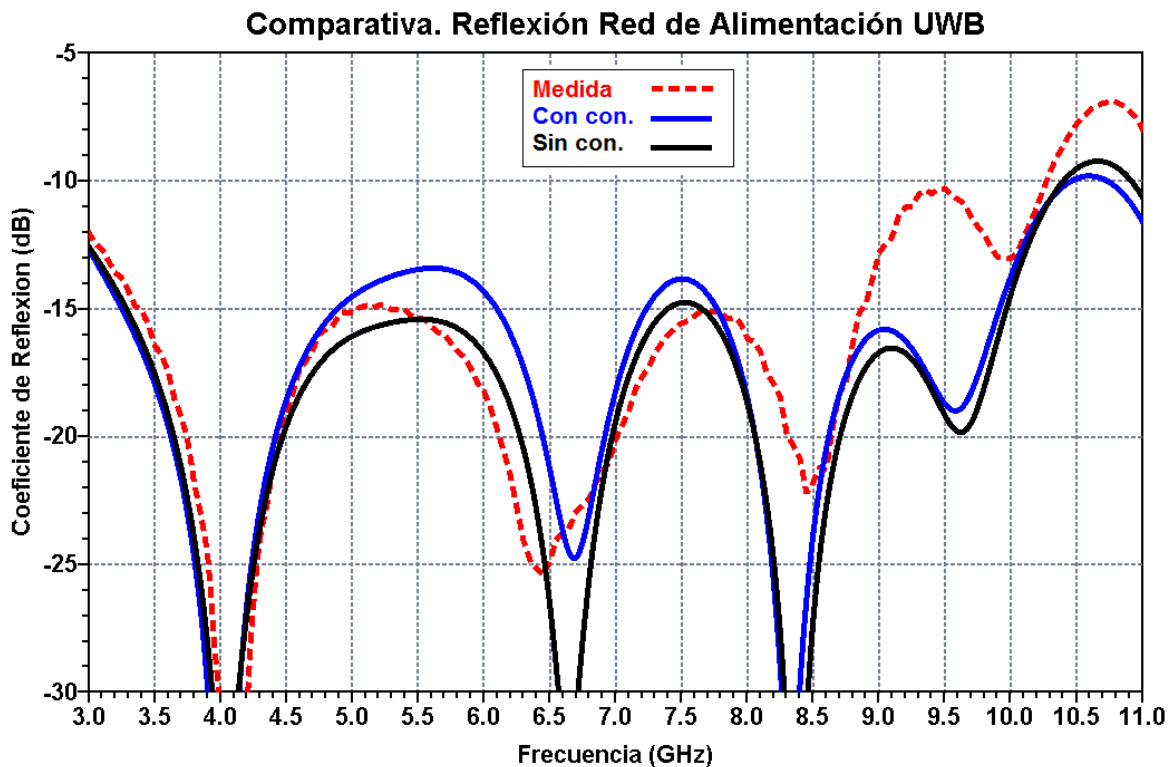


Figura 7.42: Reflexión a la entrada de la red de alimentación.

En la Figura 7.42 se presentan el coeficiente de reflexión medido (rojo) y el simulado con y sin conector (azul y negro respectivamente). Obsérvese que el resultado obtenido en la medida es muy similar a la simulación excepto en la parte superior de la banda.

En la Figura 7.43 se presentan los coeficientes de transmisión de la entrada a cada una de las salidas. Puede compararse con la Figuras 6.26a, 6.26b, 6.26c y 6.26d presentadas durante el diseño del array (Capítulo 6). En el peor de los casos, el rizado en toda la banda se ha visto incrementado hasta llegar a los 3 dB.

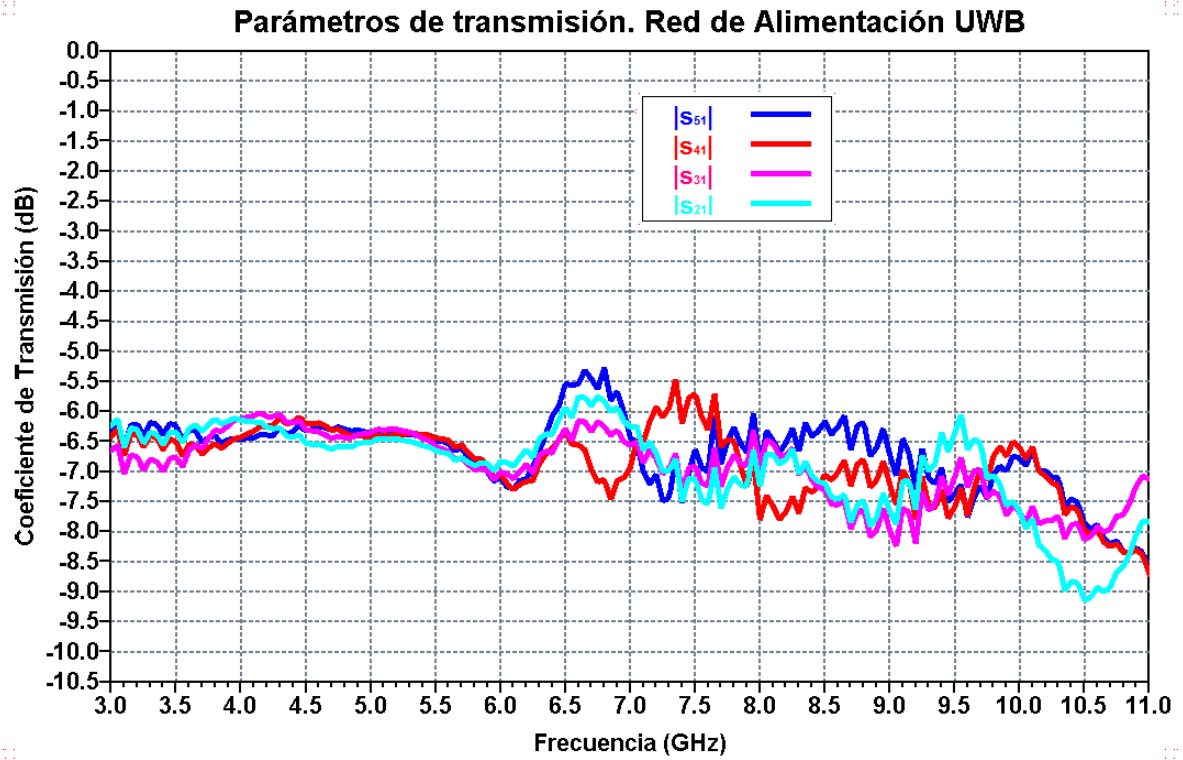
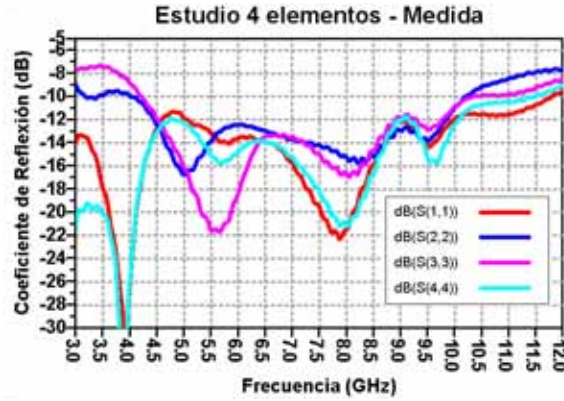


Figura 7.43: Parámetros de transmisión de la red de alimentación.

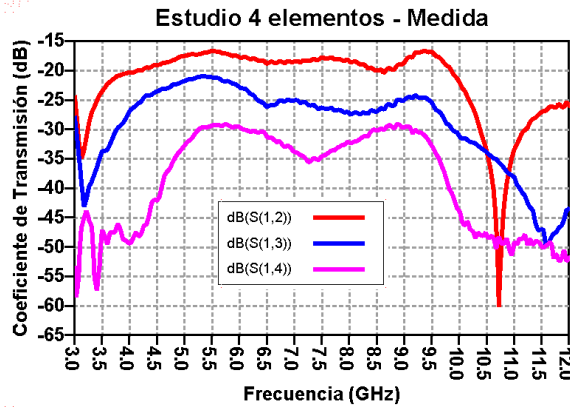
7.10.2. Medida y estudio de acoplos con cuatro elementos

Los coeficientes de transmisión y reflexión de los cuatro elementos medidos se presentan en la Figura 7.44. Compárese con el estudio realizado en 6.6.2, concretamente con la Figura 6.29.

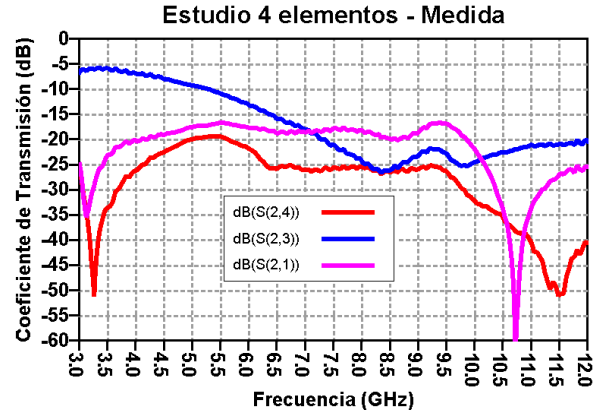
Si se observan las Figuras 6.29 y 7.44 se puede afirmar que el comportamiento obtenido tras la simulación en *CST* de los cuatro elementos se corresponde perfectamente con la medida realizada tras la construcción del prototipo.



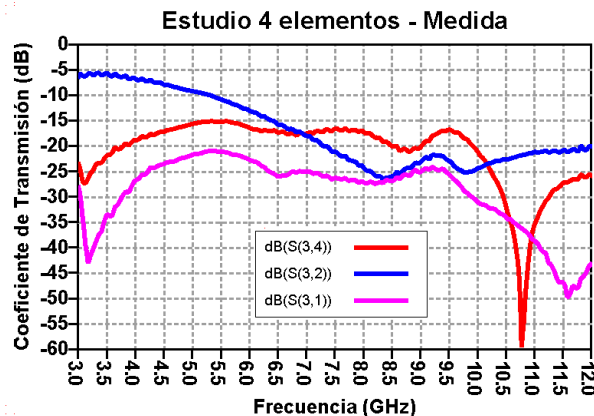
(a) Coeficiente de reflexión en cada elemento.



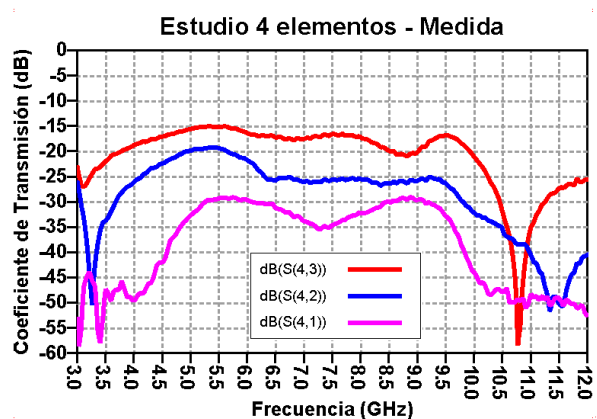
(b) Coeficientes de transmisión. Puerto 1.



(c) Coeficientes de transmisión. Puerto 2.



(d) Coeficientes de transmisión. Puerto 3.



(e) Coeficientes de transmisión. Puerto 4.

Figura 7.44: Medida de reflexión y transmisión de 4 elementos unitarios, separados por una distancia $d = 30$ mm.

En la Figura 7.45 se presentan las fotografías de la parte superior e inferior de los elementos radiantes construidos y medidos.



(a) Parte superior, elementos radiantes.

(b) Parte inferior, elementos radiantes.

Figura 7.45: Fotografía parte superior e inferior. Elementos radiantes.

Una vez realizada la caracterización de cada una de las partes por separado y comparados los resultados con los presentados en el diseño del array, se realizó la conexión de la red de alimentación con los cuatro elementos para formar el array completo conectorizado (véase Figura 7.46).

7.10.3. Array completo conectorizado

En este apartado se comparará el resultado de la simulación del array conectorizado completo presentado en 6.6.3 con la medida realizada (Figura 7.46). Para la simulación se interconectaron entre sí los diferentes elementos que integran el array en su versión conectorizada (red de alimentación y elementos), utilizando para ello el programa de simulación *ADS*.



(a) Parte superior, Array conectorizado.

(b) Parte inferior, Array conectorizado.

Figura 7.46: Fotografía Array UWB conectorizado diseñado y construido sin filtros.

Previamente cada una de estas partes había sido simulada en *CST* para obtener los parámetros *S* que se proporcionan a *ADS* (véase caso similar en Figura 6.33). La medida se ha realizado uniendo ambas partes con transiciones y tomando la medida de reflexión a la entrada del circuito.

Nótese que éste es el peor de los casos posibles, ya que a la reflexión de la antena completa hay que añadirle el efecto producido por los conectores y las transiciones.

En simulación, la banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) se extiende desde los 3.5 GHz a los 10.76 GHz. En la medida (Figura 7.47), la banda está comprendida entre 3 GHz y 10.4 GHz. Se trata de resultados muy buenos, exceptuando una pequeña zona en torno a los 9 GHz con una reflexión de -8 dB poco importante. Esto hace pensar que el array completo cumplirá los requisitos de banda descritos en las especificaciones.

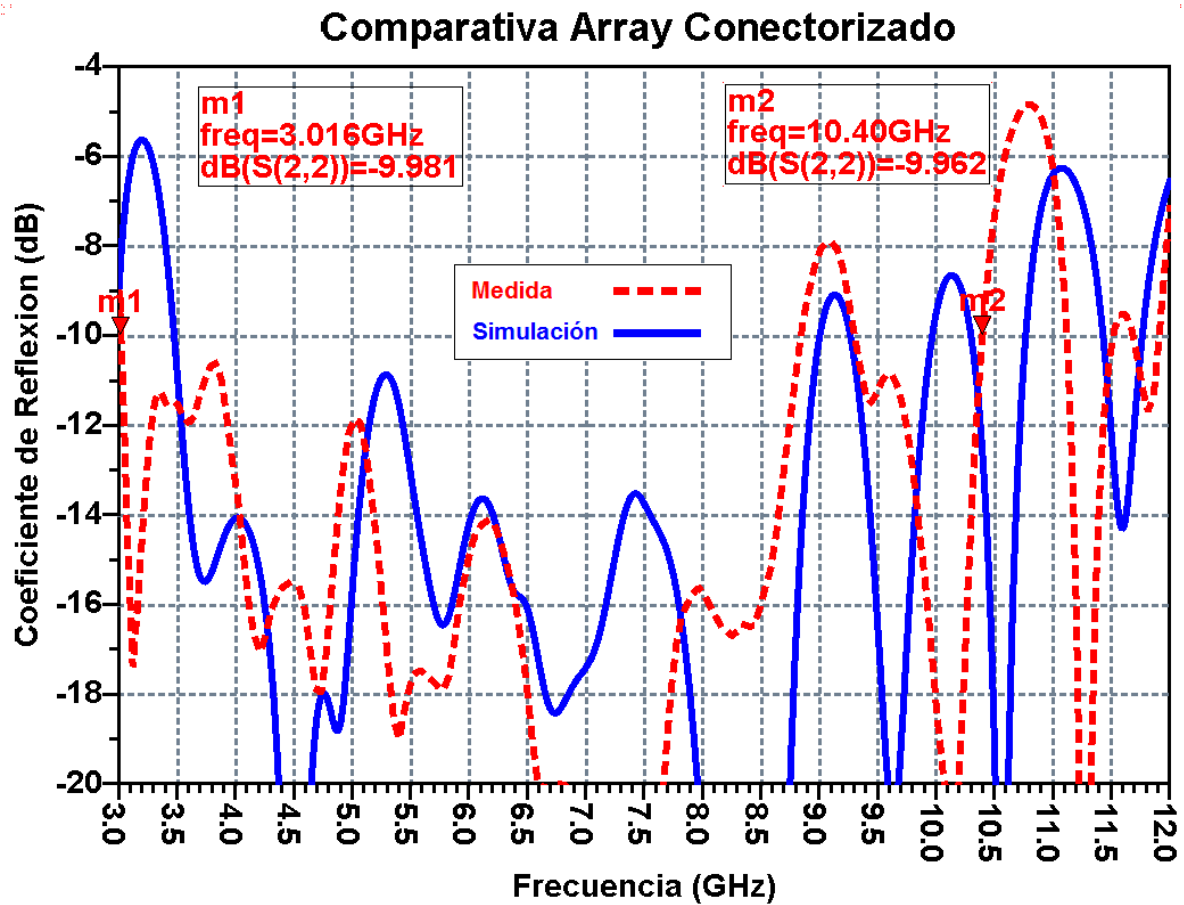


Figura 7.47: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Array completo conectorizado.

7.10.4. Array completo

El objetivo de este apartado es el de presentar los resultados finales obtenidos tras la construcción y medida del array UWB de cuatro elementos que se proponía en el Capítulo 6. En la Figura 7.48 se presentan las fotografías de la parte superior e inferior del array construido.



(a) Parte superior, Array conectorizado.

(b) Parte inferior, Array conectorizado.

Figura 7.48: Fotografía Array UWB completo diseñado y construido sin filtros.

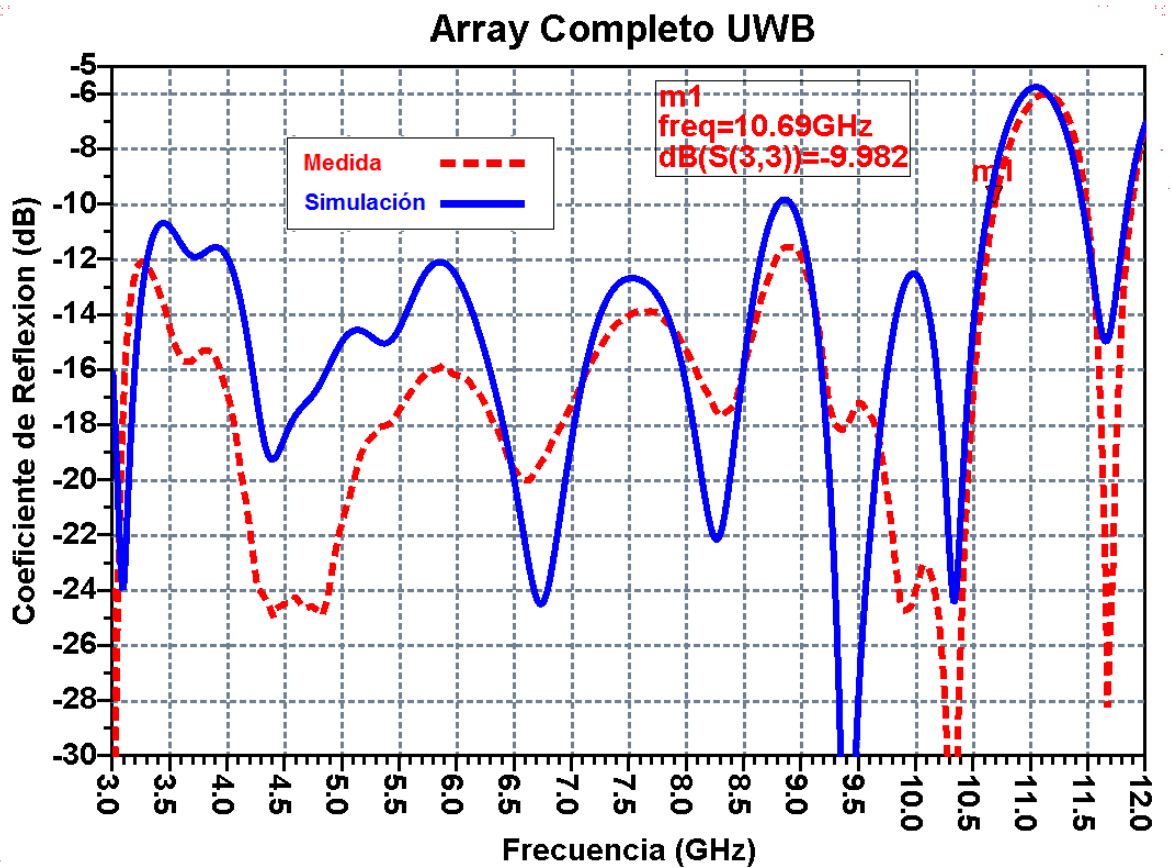


Figura 7.49: Comparativa coeficiente de reflexión simulado y medido. Array completo UWB.

En la Figura 7.49 se presenta una comparativa entre el coeficiente de reflexión medido y el obtenido en la simulación. Como se comentó en 6.6.3, la banda de trabajo ($|s_{11}| < -10\text{dB}$) simulada se extiende desde algo menos de 3 GHz hasta 10.6 GHz. La banda medida está comprendida entre algo menos de 3 GHz y 10.7 GHz.

7.10.5. Medida de ganancia del array sin filtros

En la Figura 7.50 se presenta una comparativa entre la ganancia simulada en el programa de simulación *CST* y la obtenida realizando la medida en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

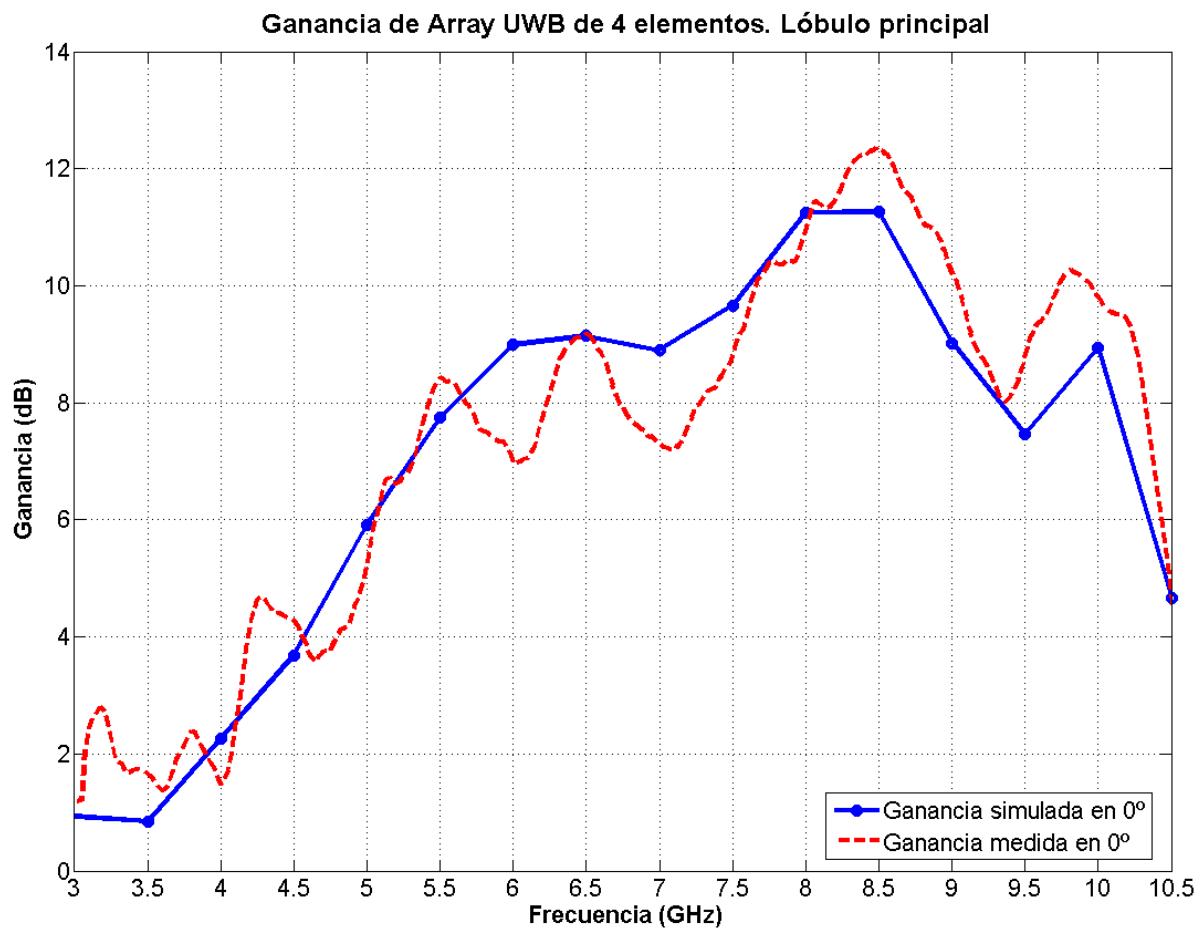


Figura 7.50: Comparativa de ganancia. Array de cuatro elementos frente a elemento unitario.

La ganancia simulada se ha obtenido a partir del valor del diagrama de radiación en azimuth, para un ángulo de 0° y para el conjunto de frecuencias comprendido entre 3 GHz y 10.5 GHz en pasos de 0.5 GHz.

La ganancia medida se ha obtenido a partir de la medida de los niveles de señal (parámetro s_{21}) entre dos bocinas de ganancia conocida, comparándose con el nivel obtenido al sustituir una de esas bocinas por la antena de array.

En el cálculo se han tenido en cuenta las pérdidas de los cables introducidas en la antena de bocina, así como la diferencia de distancia de cada una de las dos antenas con respecto a la antena transmisora. Además, se han realizado interpolaciones en los valores de ganancia de las bocinas medidos en la UPM para hacer coincidir el número de puntos de éstos con los de las medidas de nivel realizadas y un suavizado de la ganancia final obtenida.

7.10.6. Diagramas de radiación medidos del array UWB sin filtros

En la Figuras 7.51 y 7.52 se presentan los diagramas de radiación normalizados al valor máximo y medidos en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior a 3.5 GHz (Figuras 7.51a y 7.51b), 5 GHz (Figuras 7.51c y 7.51d), 7 GHz (Figuras 7.52a y 7.52b) y 8.5 GHz (Figuras 7.52c y 7.52d). Se presentan la componente copolar y la contrapolar.

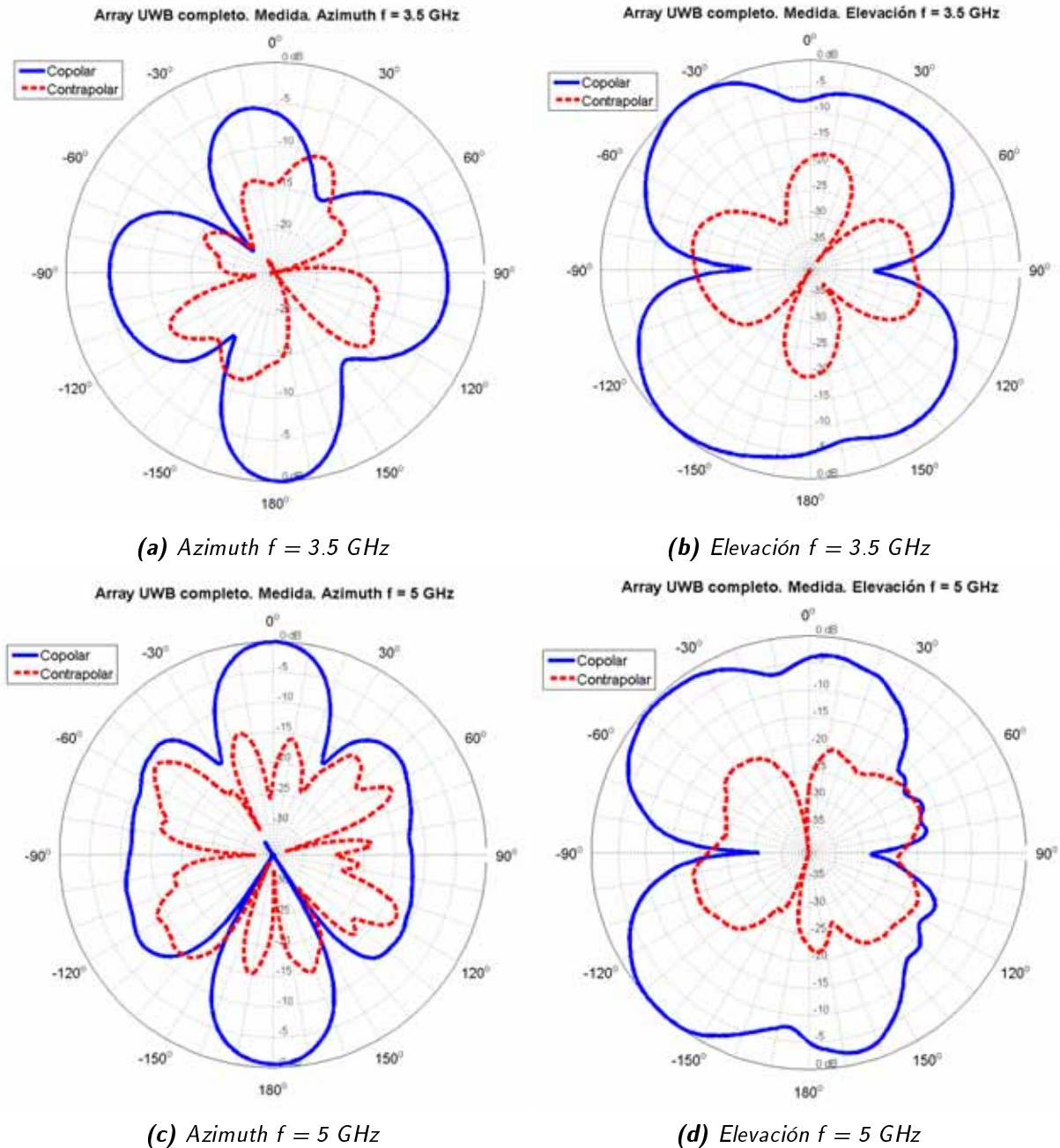


Figura 7.51: Diagramas de radiación del Array UWB medido y construido sin filtros a 3.5 GHz y 5 GHz.

Se ha elegido este rango de frecuencias para tratar de presentar el comportamiento de la antena en el mayor número de casos posibles dentro de la banda de trabajo. Lo ideal es tener una representación del diagrama de radiación a las frecuencias de inicio y fin de la banda (esto es, en torno a 3.2 GHz y 10.6 GHz) y un par de frecuencias intermedias. En su momento no fue posible realizar las medidas a 10 GHz porque no se disponía de un amplificador que trabajase en dicha banda (véase Anexo B). La frecuencia más alta a la que se ha conseguido realizar medidas

estables, tanto en polarización horizontal como en vertical, es $f = 8.5$ GHz. Es por ello que no se presentan medidas a frecuencias superiores.

No obstante, durante la escritura de esta memoria ya ha sido posible realizar medidas en la Cámara Anecoica a una frecuencia de hasta 20 GHz.

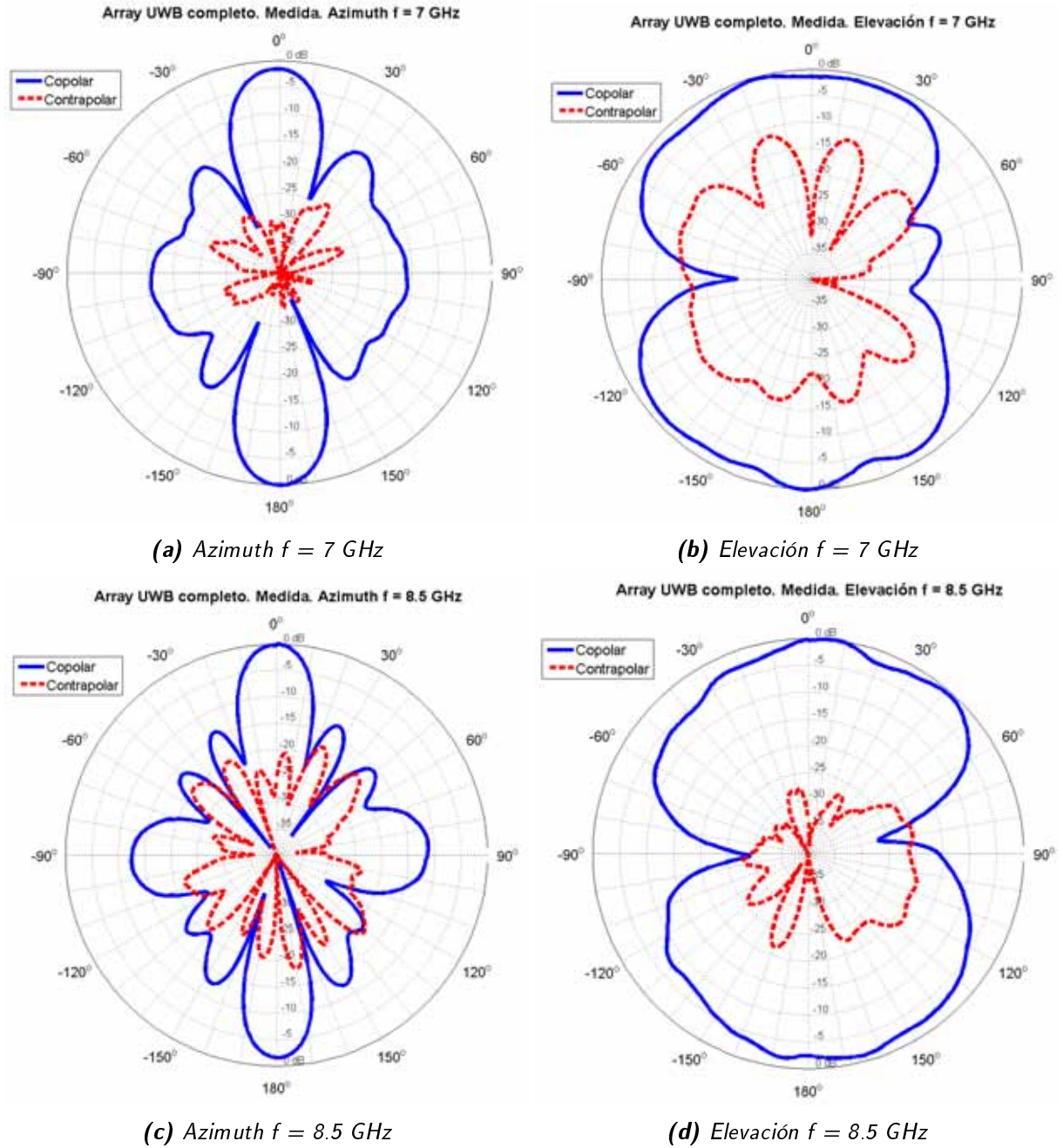


Figura 7.52: Diagramas de radiación del Array UWB medido y construido sin filtros a 7 GHz y 8.5 GHz.

En el plano horizontal la componente contrapolar está entre 10 dB y 15 dB por debajo de la componente copolar en el lóbulo principal para las frecuencias más bajas. Esta diferencia entre ambas aumenta a 20 dB e incluso 30 dB para las frecuencias de 8 GHz y 7 GHz respectivamente.

En el plano vertical se puede hablar de atenuaciones comprendidas entre los 15 dB y los 30 dB con respecto al máximo, aunque hubiese sido deseable en general obtener una componente contrapolar algo más baja que la obtenida.

7.10.7. Comparativa entre diagramas de radiación medidos y simulados del array UWB sin filtros

En la Figuras 7.53 y 7.54 se presenta una comparativa entre el diagrama de radiación medido en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior y el simulado a 3.5 GHz (Figuras 7.53a y 7.53b), 5 GHz (Figuras 7.53c y 7.53d), 7 GHz (Figuras 7.54a y 7.54b) y 8.5 GHz (Figuras 7.54c y 7.54d). En la comparativa se presentan la componente copolar medida y simulada.

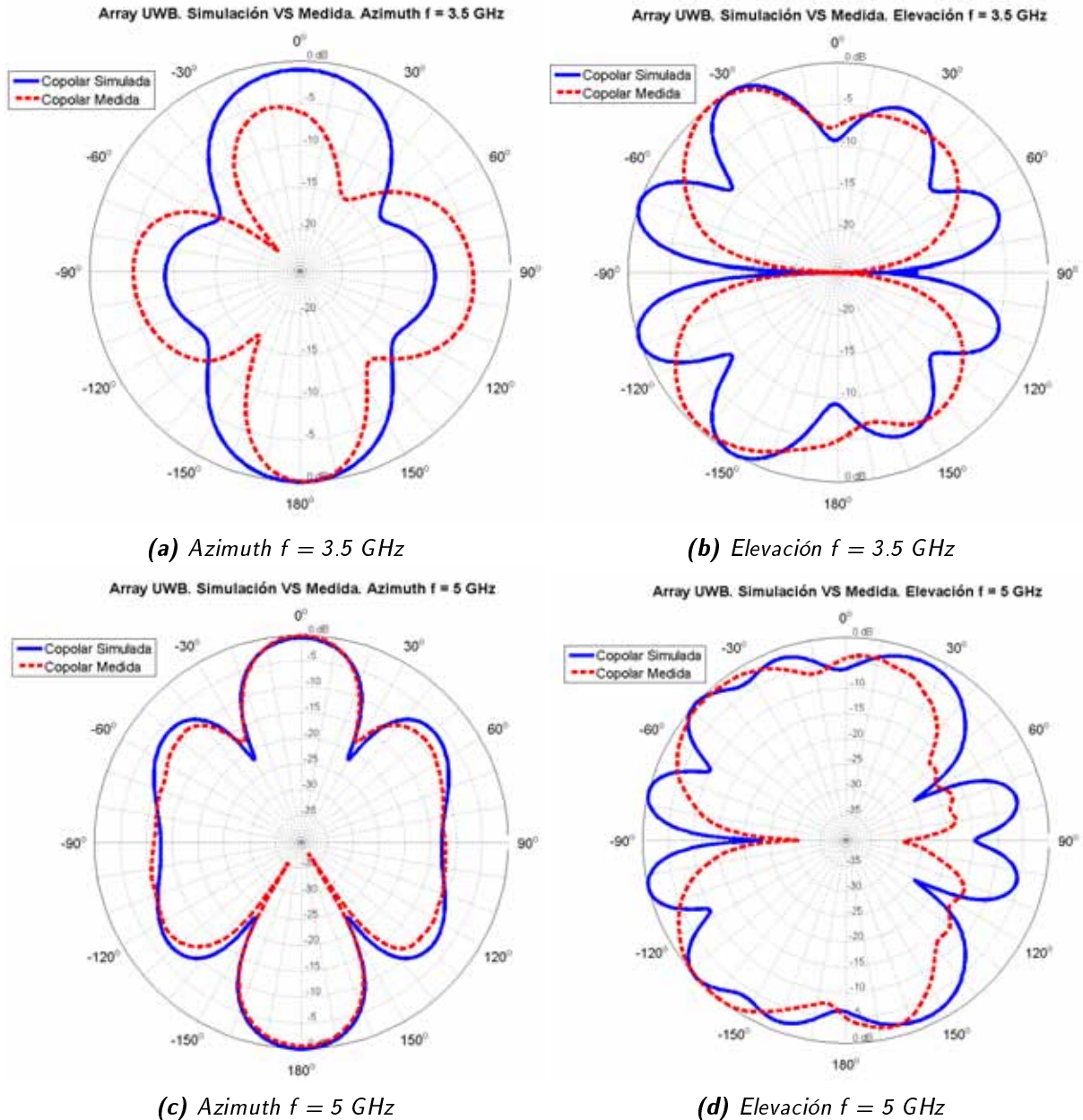


Figura 7.53: Comparativa diagramas de radiación simulado y medido a 3.5 GHz y 5 GHz. Array UWB.

En la comparativa se aprecia una coincidencia casi exacta en lo que respecta a la componente copolar en el plano horizontal. A medida que aumenta la frecuencia, aumenta la ganancia y la directividad. Los resultados obtenidos en el plano vertical son también muy similares a los obtenidos en la simulación.

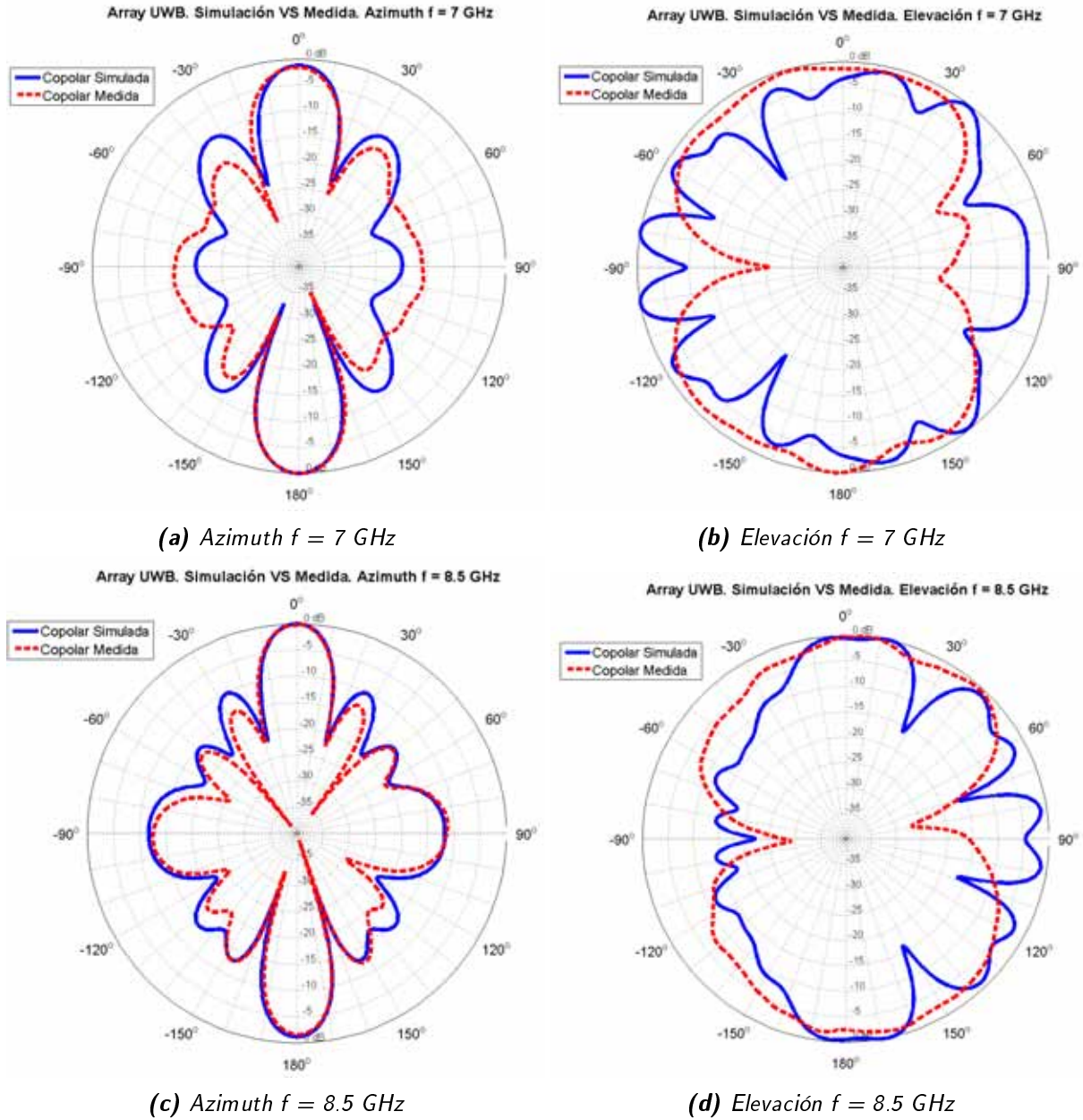


Figura 7.54: Comparativa diagramas de radiación simulado y medido a 7 GHz y 8.5 GHz. Array UWB.

8

Conclusiones y trabajo futuro

8.1. Conclusiones

Durante la realización de este *Proyecto Final de Carrera* se han diseñado, construido y medido varios tipos de antenas impresas destinadas a funcionar en sistemas UWB. Para ello se ha partido de las antenas básicas de UWB presentadas en el Capítulo 3, modificándose la forma de los mismos para adaptarla a cada caso particular y utilizando distintos tipos de filtros.

En el Capítulo 5 se han diseñado siete antenas UWB, todas ellas sobre el sustrato TLY-5A ($\epsilon_r = 2,17$) utilizando diferentes espesores del mismo. En cada una de ellas se especificaba el objetivo perseguido previamente a su diseño (dimensiones reducidas, impacto visual...). En general, se ha buscado conseguir el mayor ancho de banda posible y el máximo rechazo de los filtros, aunque en ocasiones hay que llegar a un compromiso entre estos objetivos generales y los particulares planteados en cada una de los elementos UWB.

Como novedad en este PFC, se ha procedido a realizar las simulaciones de las antenas con el conector incorporado. A pesar de ello, en algunos casos en los que la antena presentaba filtros incorporados se ha producido un pequeño desplazamiento en frecuencia, tal y como se ha comentado.

Se han utilizado técnicas para mejorar el ancho de banda de los parches simples en aquellos casos en los que se hacía necesario para cumplir los requerimientos de ancho de banda que especifica el sistema UWB. Cabe destacar las modificaciones en el plano de masa que modifican la impedancia del parche y que permite por tanto mejorar la adaptación de la antena.

En los casos en los que se perseguía diseñar antenas de tamaño reducido se suele utilizar un parche de dimensiones reducidas y posteriormente se modifica la línea de transmisión. Esto permite obtener resonancias nuevas y mejorar el ancho de banda de la antena. En estos casos existe un compromiso entre un mejor coeficiente de reflexión y un tamaño más reducido de la antena.

Se han utilizado filtros de banda eliminada para evitar interferencias con otros sistemas que se insertan en la propia antena para evitar un aumento de las dimensiones de la misma. Entre las técnicas utilizadas, cabe destacar:

- **Inserción de slots en el parche.** Se ha comprobado que proporcionan altos valores de rechazo, con la ventaja de no implicar un crecimiento de las dimensiones totales de la antena. Es por ello que ha sido la técnica más utilizada.
- **Inserción de slots en la línea de alimentación.** Se utilizan como alternativa a los anteriores, en los casos en los que no hay espacio suficiente en el parche para un segundo filtro. En general, se han utilizado en este PFC para los filtros de frecuencia superior (de menores dimensiones). Pueden afectar a la adaptación de la antena por encontrarse en la línea.
- **Inserción de slots en el plano de masa.** Utilizados como alternativa a los anteriores.
- **Adición de tiras metálicas alrededor del parche.** Pueden llegar a proporcionar altos valores de rechazo. En general suponen una ampliación de las dimensiones de la antena.

Se ha diseñado, construido y medido también un array lineal UWB de cuatro elementos alimentado con líneas microstrip. Para ello se ha puesto especial atención a:

- **Diseño del elemento unitario,** buscando tanto una anchura del mismo lo más reducida posible para reducir acoplamientos entre ellos como la mejor reflexión posible en la banda de trabajo.

- **Distancia entre los elementos**, para evitar la aparición de lóbulos de difracción en el diagrama de radiación.
- **Diseño de la red de alimentación**, que divide la potencia suministrada a la entrada para llegar a los cuatro elementos que componen el array.
- **Aislamiento entre parches**, mediante el diseño de un stub que permita reducir los acoplamientos entre ellos.

En cuanto a la construcción de las antenas, se optó por el uso del sustrato TLY-5A por ser uno de los que mejores prestaciones presentaba. Así se podía también comprobar si este material, al ofrecer menos pérdidas que el FR-4 utilizado en proyectos anteriores, permitía conseguir valores de rechazo más elevados. Efectivamente, se han conseguido valores de rechazo bastante interesantes.

Se ha utilizado este sustrato en sus dos versiones con espesores diferentes: $H=1.57$ mm y $H=0.508$ mm. **El segundo de ellos ha complicado el proceso de manufactura de los prototipos.**

Finalmente, destacar que debido a la puesta en funcionamiento de la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior, se han podido realizar las medidas de diagrama de radiación de algunas de las antenas fabricadas.

Esto último ha permitido que el PFC se haya realizado íntegramente en las instalaciones del grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

8.2. Trabajo Futuro

Como línea de trabajo más a corto plazo se propone la fabricación del array en su versión con filtro incorporado. Incluso podría incorporarse un segundo filtro en una banda superior, utilizando alguna de las técnicas descritas en el apartado anterior y a lo largo de la memoria.

Se propone también el diseño del array con diferentes espesores del mismo sustrato. También podría utilizarse otro tipo de redes de alimentación (Wilkinson) y utilizar técnicas de miniaturización para conseguir un circuito de tamaño más reducido. Además, habría que estudiar más en detalle diferentes formas de alimentar los elementos para conseguir reducir la componente contrapolar del diagrama de radiación.

Podría estudiarse el efecto de la distancia entre elementos o el stub para disminuir los acoplos entre elementos en lo que respecta a cuestiones como: ganancia, nivel de lóbulos secundarios, ancho de haz, etc.

Otro posible trabajo es el diseño de antenas con tres filtros notch (centrados en frecuencias en torno a 3.5 GHz, 5.5 GHz y 8.5 GHz) y evaluar las diferencias utilizando materiales con constantes dieléctricas diferentes para comparar ventajas e inconvenientes del uso de unos u otros.

Bibliografía

- [1] Jorge Cámara Fernández. *Diseño de nuevas estructuras de antenas Ultra Wideband*. 2011.
- [2] Fractalcoms project. <http://www.tsc.upc.es/fractalcoms/index.htm>.
- [3] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory, Analysis and Design*. John Wiley and Sons, 2005.
- [4] *Revision of Part 15 of the Commision's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems*. Federal Communications Comission, 2002.
- [5] Chia-Hsin Cheng. *Introduction to Ultra Wideband Systems*. Wireless Access Tech. Lab, CCU (<http://www.ee.ccu.edu.tw>).
- [6] M. Hamalainen I. Oppermann and J. Iinatti. *UWB Theory and Applications*. John Wiley and Sons, Ltd., 2004.
- [7] Jorge A. Ruiz Cruz. *Introducción a los Sistemas de Ultra Banda Ancha*.
- [8] Jianxin Liang. *Antenna Study and Design for Ultra Wideband Communication Applications*. Department of Electronic Engineering. Queen Mary, University of London, 2006.
- [9] R.C. Qiu T. Le-Ngoc X. Shen, M. Guisan. *Ultra-WideBand, Wireless Communications and Networks*. John Wiley and Sons, 2006.
- [10] IEEE. 802.11a-1999 - Supplement to IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer in the 5 GHz Band. <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=6606>, 1999.
- [11] Z.-A. Zheng and Q. X.Chu. *Compact CPW-fed UWB antenna with dual band-notched characteristics*, volume 11. Progress In Electromagnetics Research Letters.
- [12] R.N. Bates. Design of microstrip spur-line band-stop filters. *IEEE Journal on Microwaves, Optics and Acoustics*, 1977.
- [13] D.M.Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley and Sons, 1998.
- [14] Adrián Montoya Lince. Antenas fractales: un paso en la evolución de las telecomunicaciones. http://www.radiocomunicaciones.net/pdf/antenas_fractales.pdf.
- [15] W. J. Lu C. H. Cheng-W. Cao Cheng, Y. and Y. Li. Printed diversity antenna with cross shape stub for ultra-wideband applications. *IEEE International Conference Communications Systems*, 2008.
- [16] Y. Duroc A. Najam and S. Tedjni. UWB-MIMO antenna with nobel stub structure. *Progress In Electromagnetics Research (PIER)*, 2011.

- [17] Documentación de analizador de redes Agilent - Modelo E5071C. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5478EN.pdf>.
- [18] Características disponibles en web Taconic. <http://www.taconic-add.com/en/pdf/tly.pdf>.
- [19] End Launch JK 1.57 PCB. Referencia 526-5785. <http://es.rs-online.com/web/>.
- [20] End Launch JK 1.07 PCB. Referencia 526-5791. <http://es.rs-online.com/web/>.
- [21] Estación de soldadura. marca JBC. <http://www.jbctools.com/>.
- [22] LPKF Protomat S100. <http://www.lpkf.com/>.
- [23] Consultar características en página web de LPKF. <http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/software/index.htm>.
- [24] Documentación kit de calibración Agilent 85052D. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85052-90079.pdf>.
- [25] Documentación cables de medida flexibles Agilent 85131. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85131-90009.pdf>.
- [26] DAMS Light to Medium Antenna Measurement Systems. http://www.diamondeng.net/PDF/DAMS_x000.pdf.
- [27] Documentación Antenna Measurement Studio. http://www.diamondeng.net/PDF/software_specs.pdf.
- [28] Documentación amplificador ZVE-8G. <http://217.34.103.131/pdfs/ZVE-8G.pdf>.
- [29] Fuente de alimentación Promax FAC-662B. http://jvgavila.com/man_test/PROMAX/FAC-662B_Sch.pdf.
- [30] OBH-2080 2-8 GHz Horn Antenna. <http://www.oceanmicrowave.com/OBH/OBH-2080.pdf>.
- [31] MA86551 X Band Horn. <http://www.advancedreceiver.com/page34.html>.
- [32] Documentación RFXpert. http://www.emscan.com/downloads/RFXpert/Brochure_Datasheet/RF-DS-V1%2008.10.pdf.



Construcción de Circuitos Impresos

Como ya se ha citado a lo largo de esta memoria, las antenas impresas se caracterizan, sobre todo, por ser de fabricación sencilla y de bajo coste. Existen dos métodos para la construcción de antenas impresas: el método químico y el mecánico.

El método químico consiste en la creación de una máscara que contenga las pistas impresas que debe tener el circuito. Esta máscara se pega a la placa y se introduce en una disolución de cloruro férrico. Este material reacciona con el cobre, eliminando a éste sólo en las zonas no cubiertas por la máscara.

El método mecánico utiliza una fresadora de precisión controlada por un software. La fresadora elimina el cobre gracias a los distintos tipos de herramientas que puede utilizar. Es un procedimiento muy limpio y seguro ya que no se manejan compuestos químicos, aunque es algo menos preciso. Para la realización de este proyecto se ha utilizado el método mecánico ya que es el más sencillo, es del que se dispone en los laboratorios de la EPS y ya que los resultados obtenidos, en cuanto a precisión, suelen ser bastante satisfactorios.

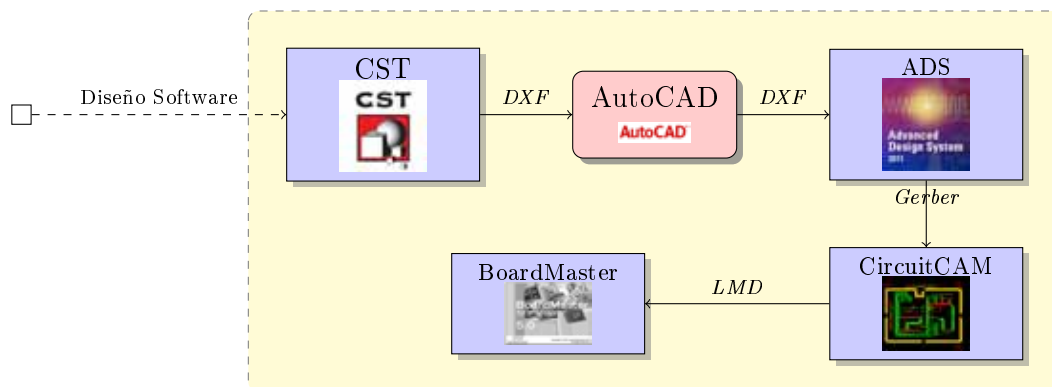


Figura A.1: Esquema sobre el proceso de diseño software para el diseño de un prototipo.

A continuación se detalla brevemente cuáles son los pasos a seguir para construir un circuito a partir de un diseño software (véase Figura A.1).

- Una vez el circuito ha sido diseñado electromagnéticamente con el software *CST Microwave Desing Studio*, se deben exportar archivos *DXF* correspondientes a cada una de las capas a imprimir sobre el circuito.
- Estos archivos *DXF* se combinan en uno solo mediante el software de dibujo *AutoCad*. En este archivo ya se deben definir las capas que la fresadora de precisión LPKF ProtoMat S100 debe interpretar para su correcto funcionamiento: capa de corte, superior, inferior y taladros (únicamente las necesarias).
- A continuación se necesita obtener los archivos Gerber. El formato Gerber es un formato de impresión utilizado en la producción de circuitos impresos y fue creado por Gerber Systems Corporation. Es necesario generar un archivo Gerber por cada capa. Para la obtención de estos archivos se utiliza el software Advanced Desing System (ADS).
- Una vez en este punto se comienza ya a utilizar el software exclusivo de la fresadora LPKF. El software *CircuitCAM* permite, a partir de los ficheros Gerber, escoger qué herramientas van a ser usadas en la construcción y de qué manera van a actuar sobre la placa.
- Tras pasar por el programa *CircuitCam* se genera un fichero con extensión *LMD*. Éste se pasa al software *Board Master* que se encarga de controlar la comunicación entre el ordenador y la fresadora (Figura A.2).

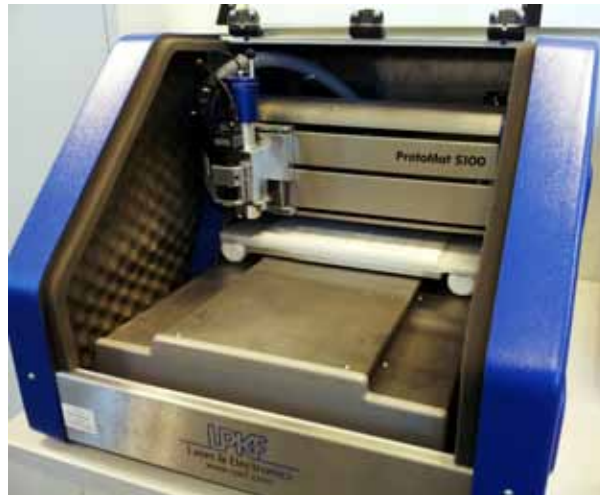


Figura A.2: LPKF Protomat S100, propiedad de la Escuela Politécnica Superior, UAM.

Una vez iniciado el proceso de fabricación de la placa, sólo se debe ir ordenando a la máquina de precisión qué fases debe ir ejecutando para imprimir cada una de las capas del circuito sobre la placa de sustrato.

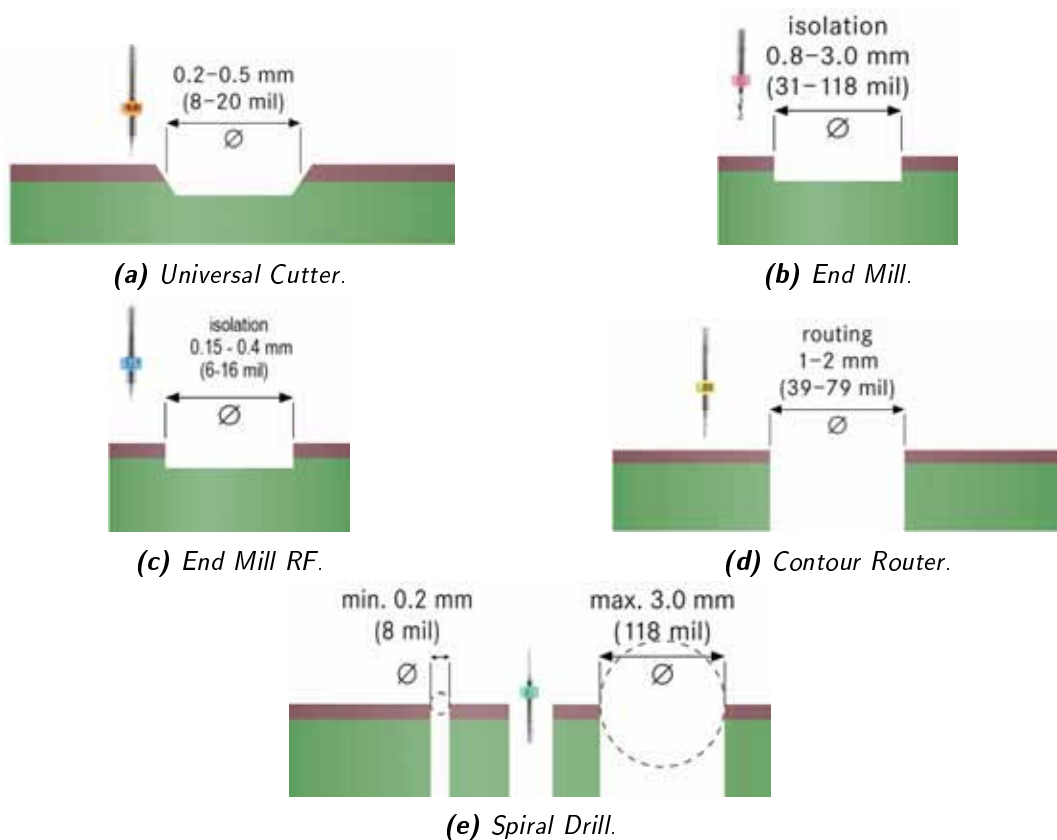


Figura A.3: Herramientas utilizadas para la construcción de los prototipos.

Las herramientas que se han utilizado para la construcción son las que se detallan a continuación (véase Figura A.3).

- **Universal Cutter:** Se utiliza para marcar el contorno del circuito así como para eliminar cobre de manera precisa (Figura A.3a).

- **End Mill**: Permite eliminar cobre con no mucha precisión. Es muy útil para quitar rápidamente el cobre de zonas amplias (Figura A.3b).
- **End Mill RF**: Es la herramienta más precisa de eliminación de cobre. Por ello, se utiliza para la construcción de dispositivos de microondas (Figura A.3c).
- **Contour Router**: Realiza el corte del circuito de la lámina de sustrato con la que se trabaja (Figura A.3d).
- **Spiral Drill**: Herramienta de taladrado con la que realizar agujeros con diámetros de gran precisión sobre la placa (Figura A.3e).

Para el proceso de construcción se ha utilizado el siguiente material:

- Placas de sustrato TLX-5A de espesores 0.508 y 1.5748 mm [18].
- Conectores SMA [19],[20].
- Estación profesional de soldadura [21].
- Sistema de realización de prototipos *RF LPKF ProtoMat S100* [22].
- Software de control *CircuitCAM* y *Board Master* [23].

B

Cámara Anecoica - EPS (UAM)

Como se ha comentado anteriormente, el grupo *RFCAS* de la EPS de la Universidad Autónoma de Madrid dispone de una cámara anecoica de reciente construcción en la que pueden realizarse medidas hasta una frecuencia de 20 GHz (Figura B.1).



Figura B.1: Cámara Anecoica, EPS (UAM).

Una cámara anecoica es un recinto que absorbe la energía que incide sobre sus paredes. Consta de dos partes fundamentales: la jaula de Faraday y los materiales absorbentes de ondas electromagnéticas. La jaula de Faraday es una estructura completamente apantallada con la que se consigue una atenuación de los campos incidentes. Interiormente se recubre de unos materiales absorbentes electromagnéticos para asemejar las condiciones de medida a las del espacio libre.

En este apartado se describirán brevemente los elementos que la componen.

- **Material absorbente piramidal** (Figura B.2). La finalidad de los materiales absorbentes es tratar de "hacer transparentes" las paredes de la cámara a los campos electromagnéticos. Pueden ser de tipo ferrita o piramidal. Éstos últimos presentan mejor coeficiente de reflexión para frecuencias altas (1 GHz - 40 GHz) y generalmente están fabricados de espumas (polímeros) impregnados con carbón.

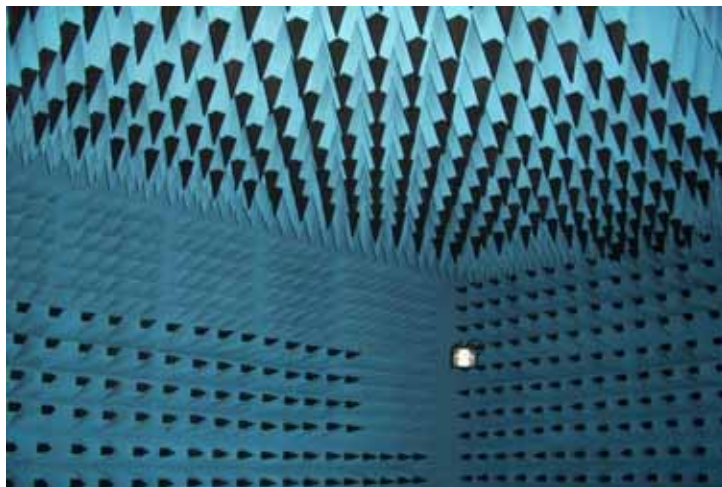


Figura B.2: Material absorbente piramidal.

- **Analizador de redes Agilent - Modelo E5071C** [17]. Un analizador de redes es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión (Parámetros S). Muchas propiedades eléctricas útiles de las redes o de componentes pueden expresarse por medio de los parámetros S (ganancia, pérdidas de retorno, relación de onda estacionaria de tensión o VSWR, coeficiente de reflexión, etc.). Este analizador tiene dos puertos y abarca un rango de frecuencias comprendido entre 300 kHz y 20 GHz (Figura B.3).



Figura B.3: Analizador de redes Agilent - Modelo E5071C propiedad de la EPS.

- **Kit de calibración del analizador de redes** (Figura B.4) [24]. Para la medida de los parámetros S de un circuito de RF se necesita eliminar o sustraer de la medición el efecto de todos aquellos errores sistemáticos como pueden ser las pérdidas en cables, conectores, etc. Para ello previamente a la medida del circuito de RF el VNA necesita ser calibrado. Mediante dicho proceso de calibración se suministra al VNA toda la información necesaria para que después pueda sustraer de la medida del circuito los efectos debidos a los errores sistemáticos mencionados.



Figura B.4: Kit de calibración Agilent 85052D.

La manera de calibrar el VNA es ir conectando al cable que se va a utilizar en las medidas una serie de terminaciones: un cortocircuito, un circuito abierto y una carga de 50Ω , que es la impedancia característica del aparato. En el caso que se presenta los conectores del cable coaxial que servirán de conexión entre el analizador de redes y las antenas, han sido soldados a éstos en el taller de la Escuela, por lo que su calidad diferirá de la de un cable coaxial ya preparado, y que, por otro lado, hubiera sido bastante caro. Además, si se utilizan los dos puertos del analizador, también se necesitará un adaptador hembra-hembra que conecte entre sí los dos cables. Antes de comenzar cualquier calibración, es bueno asegurar el rango de frecuencias en el que se va a calibrar el aparato. Para ello basta con seleccionar el submenú *SPAN* y a continuación establecer el rango *START-STOP* y *CENTER*. El aparato pedirá conectar sucesivamente un circuito abierto, un cortocircuito y una carga de 50Ω igual a la del dispositivo, y a través de la interfaz gráfica del sistema se irán observando las correspondencias en términos de reflexión.

- **Cables de medida flexibles** *Agilent 85131E/F/H NMD-3.5 mm -f- to 3.5 mm*, que se conectan a los puertos del analizador de redes para analizar los parámetros de dispersión de las antenas construidas [25].



Figura B.5: Cables de medida flexibles Agilent Technologies 85131E/F/H NMD-3.5 mm -f- to 3.5 mm.

- **Controlador hardware** para el manejo de la plataforma que hace girar las antenas (Figura B.6).



Figura B.6: Controlador hardware.

- **Sistema de medida de antenas DAMS 6000** [26]. Consta de una plataforma giratoria (Figura B.9) para colocar las antenas a medir.



Figura B.7: *Plataforma giratoria.*

- **Elementos para ajuste con precisión de antenas y montaje** (Figura B.8). El sistema DAMS consta de cables RF de precisión, herramientas para el montaje... Cabe destacar el nivelador y el medidor de distancia láser.



Figura B.8: *Accesorios DAMS 6000*

- **Software utilizado para medida de diagrama de radiación:** *Antenna Measurement Studio* [27]. Se encarga de controlar la plataforma giratoria DAMS 6000 ideal para la medición de antenas de pequeño tamaño. Se conecta y controla el analizador de redes para obtener el diagrama de radiación.

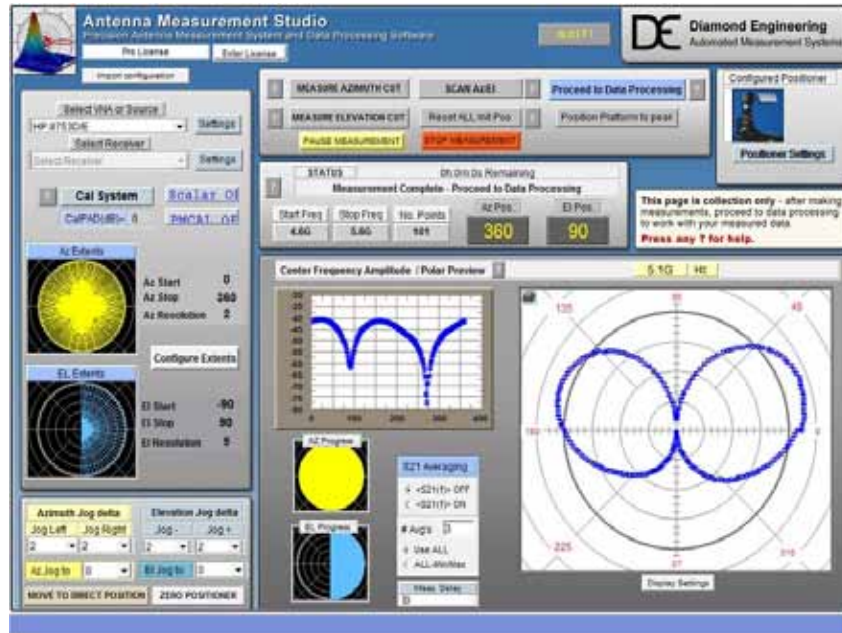


Figura B.9: Captura de pantalla, Antenna Measurement Studio.

- **Amplificadores ZVE-8G Minicircuits** [28]. Se trata de amplificadores de potencia que trabajan en la banda comprendida entre 2 GHz y 8 GHz (Figura B.10).

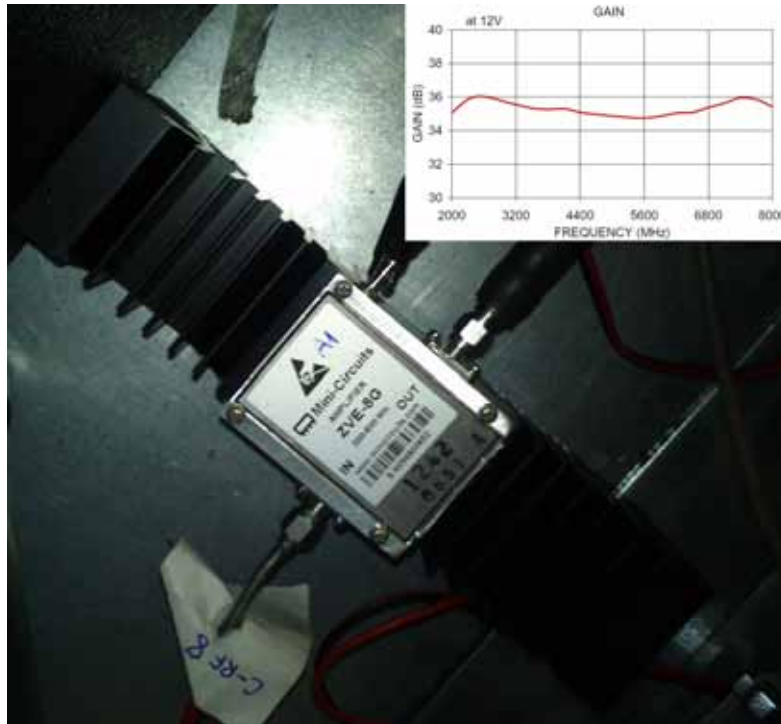


Figura B.10: Amplificador ZVE-8G Minicircuits (2 GHz - 8 GHz).

- Fuentes de alimentación PROMAX FAC-662B [29] para alimentar los amplificadores.



Figura B.11: Fuente de alimentación PROMAX FAC-662B.

El esquema de la Cámara Anecoica con los elementos citados anteriormente se muestra en la Figura B.12.

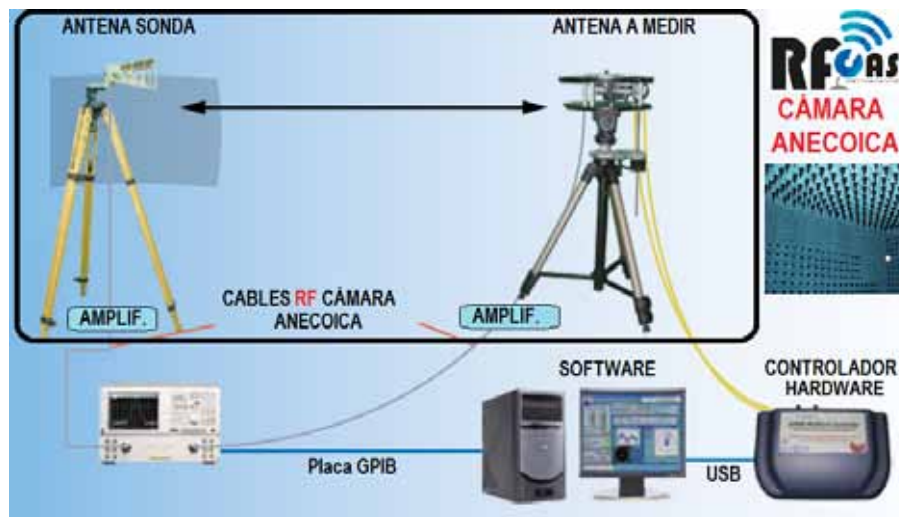


Figura B.12: Esquema Cámara Anecoica EPS - UAM.

Como se observa en el esquema, se dispone de una antena sonda y la propia antena a medir dentro de la propia Cámara Anecoica. Una sonda es una antena que se usa de referencia para a su vez medir otra antena a la misma frecuencia de trabajo. Los cables RF se conectan con el analizador de redes Agilent - Modelo E5071C. En caso de necesitarse amplificación, éstos se intercalarán entre cada una de las dos antenas y el analizador de redes. Debe tenerse presente en todo momento en el enlace propuesto cuál es la antena emisora (fuente) y cuál la receptora

de cara a realizar una conexión adecuada de los amplificadores y a seleccionar el parámetro adecuado de medida en el analizador de redes.

Es posible realizar medidas a múltiples frecuencias al mismo tiempo, lo que reduce considerablemente el tiempo de medida. El procedimiento a seguir es el siguiente:

- Seleccionar la sonda adecuada, en función del rango de frecuencias de trabajo y situarla en la polarización a medir (horizontal o vertical).
- Situar la antena a medir y cerrar las puertas de la cámara.
- Configurar el analizador de redes: selección de rango de frecuencias y número de puntos y parámetro de medida. Para medir el diagrama de radiación ha de seleccionarse el parámetro s_{12} o el s_{21} en función de la conexión de la antena sonda y la de medida.
- Iniciar el software de medida y encender el controlador hardware. Seleccionar el analizador de redes en el ordenador, el tipo de rotación (horizontal o vertical) en función de la medida a realizar y el número de puntos (precisión de rotación).

Una vez iniciado el proceso, el software comienza a controlar el analizador de redes (a través de la placa GPIB) para ir realizando medidas del parámetro seleccionado previamente en el analizador de redes por cada punto de rotación y en el rango de frecuencias seleccionado. El propio software mediante el controlador hardware hace que la plataforma vaya girando y se tome la medida en cada punto. Al finalizar, se obtiene el diagrama de radiación para cada una de las frecuencias seleccionadas, que podrá exportarse en diversos formatos.

Debido a que este tipo de antenas poseen un gran ancho de banda, es necesario realizar medidas del diagrama de radiación a varias frecuencias. Inicialmente para este PFC se dispone de dos sondas para realizar estas medidas:

- **Sonda 1:** 2 GHz - 8 GHz (Figura B.13a) [30].
- **Sonda 2:** 8 GHz - 12 GHz (Figura B.13b) [31].



(a) Banda de trabajo: de 2 GHz a 8 GHz.

(b) Banda de trabajo: de 8 GHz a 12 GHz.

Figura B.13: Bocinas de referencia utilizadas como sonda en la Cámara Anecoica de la EPS, UAM.

En este PFC se han realizado medidas hasta 8.5 GHz en la Cámara Anecoica. Esto se debe a que se hace necesario el uso de amplificadores por las pérdidas producidas tanto por los cables como por la propia propagación dentro de la cámara. Estas pérdidas aumentan con la frecuencia y los amplificadores de los que se dispone trabajan hasta 8 GHz, lo que ha permitido realizar medidas estables hasta 8.5 GHz.



Sistema de medida de antenas de sobremesa

Durante la realización de este PFC y previamente a la puesta en marcha de la Cámara Anecoica, se ha tenido la oportunidad de realizar algunas pruebas con un sistema de medida de antenas muy rápido y de sobremesa para antenas de pequeñas dimensiones (como las diseñadas en este proyecto): RFXpert [32]. Es extremadamente rápido, en menos de un segundo se realiza el escaneo completo sin necesidad de una cámara anecoica. Realiza medidas en campo cercano y hace la transformación a campo lejano, ofreciendo todos los datos de las medidas y transformaciones en diversos formatos. Con este sistema se pueden realizar medidas en la banda comprendida entre los 700 MHz y los 6 GHz. Destaca fundamentalmente por su facilidad de uso, la brevedad con la que se realiza el escaneo y por representar una solución de bajo coste para medida de antenas de pequeñas dimensiones.

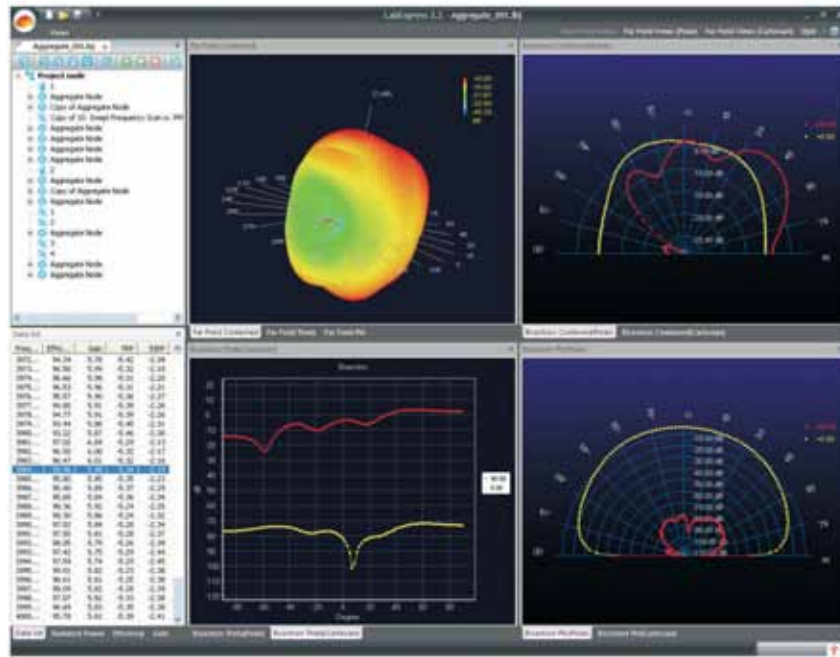


Figura C.1: Captura de pantalla del software RFXpert.

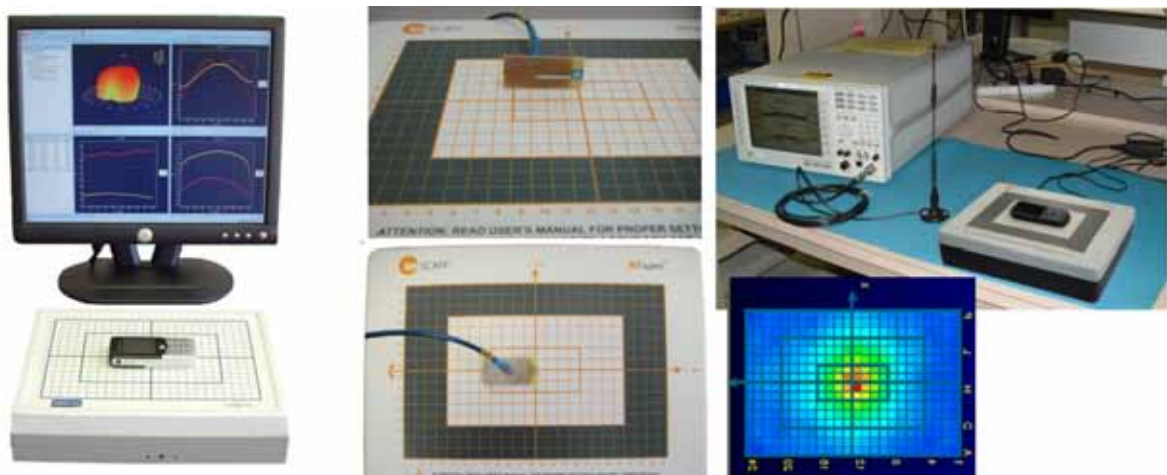


Figura C.2: Sistema de medida RFXpert.

D

Presupuesto

1) Ejecución Material

▪ Compra de ordenador personal (Software incluido)	2.000 €
▪ Alquiler de impresora láser durante 6 meses	50 €
▪ Material de fabricación de prototipos	
• Conectores SMA	200 €
• Sustrato de circuitos impresos	450 €
▪ Material de oficina	150 €
▪ Alquiler de máquina fresadora durante 1 mes	3.000 €
▪ Medidas en cámara anecoica durante 3 días	2.400 €
▪ Medidas con analizador de redes durante 1 día	300 €
▪ Total ejecución material	8.550 €

2) Gastos generales

▪ 16 % sobre Ejecución Material	1.368 €
---------------------------------	---------

3) Beneficio Industrial

▪ 6 % sobre Ejecución Material	513 €
--------------------------------	-------

4) Honorarios Proyecto

▪ 1200 horas a 15 €/ hora	18.000 €
---------------------------	----------

5) Material fungible

▪ Gastos de impresión	290 €
▪ Encuadernación	10 €

6) Subtotal del presupuesto

▪ Subtotal Presupuesto	28.731 €
------------------------	----------

7) I.V.A. aplicable

▪ 21 % Subtotal Presupuesto	6.033,51 €
-----------------------------	------------

8) Total presupuesto

▪ Total Presupuesto	34.764,51 €
---------------------	-------------

Madrid, Diciembre 2012

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Daniel Brande Hernández

Ingeniero Superior de Telecomunicación



Pliego de condiciones

Pliego de condiciones

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un *Diseño de nuevas antenas Ultra Wide Band con filtros notch integrados*. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.
2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.
3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.
4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.
5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.
6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.
7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.
8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.
9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se

dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.
11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.
12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.
13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras, así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.
14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.
15. La garantía definitiva será del 4.
16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.
17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.
18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.
19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.
20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.
22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.
23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrataz anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

Condiciones particulares

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.
2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.
3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.
4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones, así como su cantidad.
5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.
6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.
7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.
8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.
10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.
11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.
12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial, siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.